

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO ALIMENTADO EM CORRENTE,  
SOB FREQUÊNCIA VARIÁVEL

TESE SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA


JOSÉ ANTONIO LAMBERT

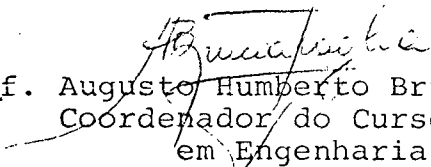
FLORIANÓPOLIS, NOVEMBRO 1983

MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO ALIMENTADO EM CORRENTE,  
SOB FREQUÊNCIA VARIÁVEL


JOSÉ ANTONIO LAMBERT

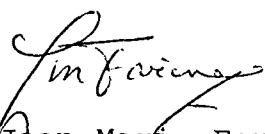
ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA PARA A OBTENÇÃO DO TÍTULO DE MESTRE  
EM ENGENHARIA, ESPECIALIDADE ENGENHARIA ELÉTRICA E APROVADA  
EM SUA FORMA FINAL PELO CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO

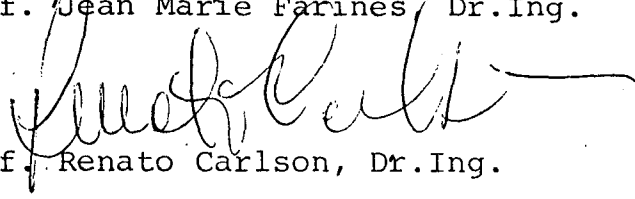
  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.  
Orientador

  
Prof. Augusto Humberto Bruciapaglia, Dr. Ing.  
Coordenador do Curso de Pós-Graduação  
em Engenharia Elétrica

BANCA EXAMINADORA

  
Prof. Ivo Barbi, Dr. Ing.

  
Prof. Jean Marie Farines, Dr. Ing.

  
Prof. Renato Carlson, Dr. Ing.

À minha esposa Áurea

Aos meus pais João e Ana

## A G R A D E C I M E N T O S

Ao Prof. Ivo Barbi pela orientação, e principalmente pela dedicação e amizade que muito contribuiu no desenvolvimento deste trabalho.

Aos professores, funcionários e colegas do Programa de Pós-Graduação e do Departamento de Engenharia Elétrica da UFSC que, de uma forma ou de outra, auxiliaram para realização deste trabalho.

À Universidade Federal de Mato Grosso, Universidade Federal de Santa Catarina e ao Programa CAPES pelo apoio financeiro.

À minha esposa Áurea pelo incentivo e contribuição.

## R E S U M O

Este trabalho trata do estudo do comportamento do motor monofásico de indução alimentado por fonte de corrente e frequência variáveis, com o objetivo de controlar a sua velocidade.

São apresentados modelos para o estudo do motor em regimes permanente e transitório e programas para análise do seu comportamento, a partir dos modelos.

É realizado estudo global do motor alimentado pelo comutador, analiticamente e por simulação, dando-se ênfase aos fenômenos associados à comutação.

São apresentadas expressões para o dimensionamento dos parâmetros do comutador.

São mostrados os circuitos de comando dos tiristores, com os respectivos valores dos componentes.

Todos os resultados teóricos são comparados experimentalmente, com o emprego de um protótipo de laboratório.

## A B S T R A C T

This work investigates the behavior of the single-phase induction motor as fed by a variable current and frequency source. The purpose is primarily to control the motor speed.

Models for both transient and steady-state conditions are presented, and computer programs based on these models have been developed to study the performance of the motor.

A global study of the motor fed by the commutator is made analytically and via simulation, emphasizing the phenomena associated with commutation.

Equations to establish the commutator parameter values are presented.

The control circuits for the thyristors are shown together with the corresponding component values.

All theoretical results are experimentally verified through the use of a laboratory prototype.

## S I M B O L O G I A

- $C_p$  - capacitor do comutador  
 $[D_2]$  - matriz que diagonaliza a matriz  $[X]$   
 $[D_2]^t$  - transposta da matriz  $[D_2]$   
 $[D_2]^{-1}$  - matriz inversa de  $[D_2]$   
 $[D_2]^{-1t}$  - transposta da matriz inversa de  $[D_2]$   
 $[D_2]^{t*}$  - transposta conjugada da matriz  $[D_2]$   
 $f_r$  - frequência do rotor  
 $f_{rede}$  - frequência da rede de alimentação senoidal  
 $f_{r_{nom}}$  - frequência nominal do rotor  
 $f_s$  - frequência de alimentação do estator do motor  
 $I$  - amplitude da onda retangular de corrente  
 $I_a$  - corrente de armadura do motor de corrente contínua  
 $i_c$  - corrente no capacitor do comutador  
 $I_c$  - corrente na carga do gerador cc  
 $i_m$  - corrente de alimentação do motor  
 $i_r^b$  - componente simétrica instantânea da corrente do rotor 'backward'

- $i_r^d$  - corrente do rotor no eixo direto (valor instantâneo)
- $I_r^d$  - corrente do rotor no eixo direto (valor eficaz)
- $I_{ref}$  - corrente de referência
- $i_r^f$  - componente simétrica instantânea da corrente do rotor 'forward'
- $I_r^0$  - componente de seqüência zero da corrente do rotor (valor eficaz)
- $i_r^q$  - corrente do rotor no eixo em quadratura (valor instantâneo)
- $I_r^q$  - corrente do rotor no eixo em quadratura (valor eficaz)
- $I_r^{*q}$  - complexo conjugado de  $I_r^q$
- $i_s$  - corrente do estator (valor instantâneo)
- $I_s$  - corrente do estator (valor eficaz)
- $i_s^0, i_s^\alpha, i_s^\beta$  - componentes  $0\alpha\beta$  da corrente do estator (valor instantâneo)
- $I_s^0$  - componente de seqüência zero da corrente do estator (valor eficaz)
- $i_s^b$  - componente simétrica instantânea da corrente do estator 'backward'
- $i_s^d$  - corrente do estator no eixo direto (valor instantâneo)
- $i_s^f$  - componente simétrica instantânea da corrente do estator 'forward'



- $i_s^q$  - corrente do estator no eixo em quadratura (valor instantâneo)
- $\ell$  - indutância de dispersão do motor
- $L_r$  - indutância cíclica do rotor
- $L_s$  - indutância cíclica do estator
- $m_{sr}$  - indutância mútua cíclica estator-rotor
- $n$  - número de pares de polos
- $n_1$  - relação entre velocidade mecânica e velocidade síncrona
- $p$  - símbolo de derivada
- $P$  - período
- $P_{\text{cobre}}$  - perdas no cobre do motor cc
- $R_a$  - resistência da armadura do motor de corrente contínua
- $R_r$  - resistência do rotor
- $R_s$  - resistência do estator
- $t$  - tempo
- $T$  - torque médio e instantâneo
- $T_a$  - torque de atrito
- $T_e$  - torque no eixo do motor
- $T_{\text{nom}}$  - torque médio nominal do motor

- $U$  - corrente na entrada do sistema comutador-motor  
 $V_a$  - tensão de armadura do motor de corrente contínua  
 $v_c$  - tensão no capacitor do comutador (valor instantâneo)  
 $V_c$  - tensão na carga  
 $V_{co}$  - tensão máxima no capacitor do comutador  
 $v_d$  - queda de tensão no diodo do comutador  
 $v_m$  - tensão nos terminais do motor  
 $V_p$  - pico de tensão no estator  
 $v_r^b$  - componente simétrica instantânea da tensão do rotor 'backward'  
 $v_r^d$  - tensão do rotor no eixo direto (valor instantâneo)  
 $v_r^f$  - componente simétrica instantânea da tensão do rotor 'forward'  
 $v_r^q$  - tensão do rotor no eixo em quadratura (valor instantâneo)  
 $v_s$  - tensão do estator (valor instantâneo)  
 $V_s$  - tensão do estator (valor eficaz)  
 $v_s^b$  - componente simétrica instantânea da tensão do estator 'backward'  
 $v_s^d$  - tensão do estator no eixo direto (valor instantâneo)  
 $v_s^f$  - componente simétrica instantânea da tensão do estator 'forward'

- $v_s^q$  - tensão do estator no eixo em quadratura (valor instantâneo)
- $[X]$  - sub-matriz da matriz impedância  $[Z]$
- $[X_d]$  - matriz  $[X]$  diagonalizada
- $X_{msr}$  - reatância cíclica estator-rotor
- $X_r$  - reatância do rotor
- $X_s$  - reatância do estator
- $[Z]$  - matriz impedância
- $\alpha$  - ângulo de defasagem da corrente  $i_r^d$
- $\beta$  - ângulo de defasagem da corrente  $i_r^q$
- $\phi$  - ângulo de defasagem entre  $i_s^d$  e  $v_s^d$
- $\psi'$  - velocidade do eixo de referência
- $\phi_r^0, \phi_r^\alpha, \phi_r^\beta$  - fluxo instantâneo do rotor em componentes  $0\alpha\beta$
- $\Phi_r^0, \Phi_r^\alpha, \Phi_r^\beta$  - fluxo eficaz do rotor em componentes  $0\alpha\beta$
- $\phi_s$  - fluxo instantâneo do estator
- $\Phi_s$  - fluxo eficaz do estator
- $\phi_{smax}$  - fluxo eficaz máximo do estator
- $\phi_s^0, \phi_s^\alpha, \phi_s^\beta$  - fluxo instantâneo do estator em componentes  $0\alpha\beta$
- $\Phi_s^0, \Phi_s^\alpha, \Phi_s^\beta$  - fluxo eficaz do estator em componentes  $0\alpha\beta$

- $\omega$  - pulsação da corrente do estator
- $\omega_m$  - velocidade mecânica
- $\omega_0$  - pulsação natural
- $\omega_r$  - pulsação da corrente do rotor
- $\omega_{rede}$  - pulsação da rede de alimentação senoidal
- $\omega_s$  - velocidade síncrona
- $\rho$  - ângulo de defasagem do fluxo do estator
- $\gamma$  - ângulo de defasagem da tensão  $v_s^d$
- $\theta'$  - velocidade do rotor
- $\tau_1$  - tempo de descarga linear do capacitor do comutador
- $\tau_2$  - tempo de crescimento 'não linear' da tensão no capacitor do comutador
- $\tau_q$  - tempo de aplicação da tensão inversa nos tiristores do comutador

## S U M Á R I O

SIMBOLOGIA .....	VII
INTRODUÇÃO .....	01
CAPÍTULO 1 - MODELOS DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO	
1.1 - Introdução .....	04
1.2 - Modelo generalizado de Park da máquina de indução polifásica .....	04
1.3 - Modelo generalizado de Paik para o motor monofásico de indução .....	06
1.4 - Modelo para regime permanente, alimentação senoidal a partir do modelo de Park - circuito equivalente .....	08
1.5 - Componentes simétricas instantâneas e a máquina simétrica .....	11
1.6 - Conclusões .....	19
CAPÍTULO 2 - ANÁLISE DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO SOB FREQUÊNCIA VARIÁVEL, ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE SENOIDAL, EM REGIME PERMANENTE	
2.1 - Introdução .....	20
2.2 - Equações das correntes rotóricas .....	20
2.3 - Equação da tensão do estator em função da velocidade do motor .....	24
2.4 - Equação do fluxo concatenado em função da velocidade do motor .....	26

2.5 - Equação do torque em função da velocidade do motor ..	28
2.6 - Obtenção das características do motor utilizado .....	29
2.7 - Análise das características obtidas .....	31

### CAPÍTULO 3 - ESTUDO DAS GRANDEZAS INSTANTÂNEAS PARA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO SENOIDAL

3.1 - Introdução .....	36
3.2 - Transformações trifásicas .....	36
3.3 - Transformações monofásicas .....	39
3.4 - Correntes instantâneas do estator .....	42
3.5 - Correntes instantâneas do rotor .....	44
3.6 - Correntes do estator e do rotor em componentes 'dq'..	50
3.7 - Correntes eficazes do estator e do rotor .....	53
3.8 - Equação da tensão instantânea do estator .....	59
3.9 - Equação do fluxo instantâneo do estator .....	60
3.10- Equação do torque instantâneo .....	62
3.11- Equação do torque médio .....	62
3.12- Obtenção das características instantâneas do motor utilizado .....	63
3.13- Simulação das grandezas instantâneas .....	66
3.14- Análise das características instantâneas obtidas ....	70

### CAPÍTULO 4 - ESTUDO DO COMUTADOR ASSOCIADO AO MOTOR

4.1 - Introdução .....	72
4.2 - Seqüências de funcionamento do comutador .....	72
4.3 - Estudo analítico da comutação .....	79
4.4 - Corrente de fase do motor .....	80

4.5 - Tensão do capacitor .....	84
4.6 - Intervalos de tempo da comutação .....	85
4.7 - Tensão de fase durante a comutação .....	92
4.8 - Obtenção da curva da tensão máxima do capacitor .....	94
4.9 - Obtenção das curvas dos intervalos de tempo da comutação .....	96
4.10- Obtenção dos resultados experimentais .....	98
4.10.1 - Tensão máxima do capacitor e intervalos de tempo da comutação .....	98
4.10.2 - Tensão no tiristor do comutador .....	100
4.11- Conclusões .....	101

## CAPÍTULO 5 - SIMULAÇÃO GLOBAL DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO ALIMENTADO PELO COMUTADOR

5.1 - Introdução .....	102
5.2 - Simulação do conjunto .....	102
5.3 - Obtenção dos resultados experimentais .....	114
5.4 - Conclusões .....	116

## CAPÍTULO 6 - ESTUDO EXPERIMENTAL DO TORQUE MÉDIO

6.1 - Introdução .....	117
6.2 - Torque de atrito .....	117
6.3 - Torque no eixo do motor .....	119
6.4 - Levantamento da característica torque-velocidade .....	120
6.5 - Conclusões .....	123

CAPÍTULO 7 - CIRCUITOS EMPREGADOS NA IMPLEMENTAÇÃO DE  
PROTÓTIPO DE LABORATÓRIO

7.1 - Introdução .....	124
7.2 - Diagrama geral .....	125
7.3 - Circuito de potência .....	126
7.4 - Comando dos tiristores da ponte retificadora monofásica controlável .....	128
7.5 - Regulador de corrente .....	132
7.6 - Conversor tensão/frequência .....	134
7.7 - Comando dos tiristores do comutador .....	136
7.8 - Conclusões .....	139
CONCLUSÕES .....	140
APÊNDICE A .....	142
APÊNDICE B .....	145
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....	186



## I N T R O D U Ç Ã O

Geralmente quando se deseja trabalhar com motor com velocidade variável utiliza-se o motor de corrente contínua, devido a sua facilidade de controle.

Entretanto, em alguns casos tais como, manutenção freqüente, vida útil curta, incapacidade de operar com velocidades, correntes e potências elevadas, inadequação a atmosferas empoeiradas e explosivas fazem com que o emprego do motor de corrente contínua seja limitado.

Nestes casos em que o motor de corrente contínua não é viável tem-se empregado o motor trifásico de indução alimentado com frequência variável. É um motor mais robusto que apresenta comportamento análogo ao motor de corrente contínua, sem os inconvenientes acima citados, principalmente operações sem faiscamento. Porém, exige comandos muito mais complexos a nível de estrutura de conversor estático de potência e circuitos auxiliares.

Quando se trata de pequenas potências o custo dos conversores estáticos torna-se muito mais elevado do que o custo do motor.

Assim, para pequenas potências surge o motor monofásico de indução como outra opção para controle de velocidade, pois este apresenta menor complexidade de comando e menor custo da montagem.

No estudo "Controle de Velocidade do Motor Monofásico de Indução Alimentado sob Frequência Variável", desenvolvido no LAMEP (Laboratório de Máquinas Elétricas e Eletrônica de Potência)

cia) da UFSC, verificou-se que o comportamento da estrutura associada ao motor teve um ótimo resultado comparando-se os valores experimentais com os obtidos analiticamente.

Porém, no estudo de alimentação do motor monofásico em tensão sob frequência variável nota-se que o sistema apresenta picos de corrente, isto pode ocasionar falhas na comutação, e assim provocar um curto-circuito na montagem.

Com o intuito de aumentar a confiabilidade no estudo do controle de velocidade do motor monofásico de indução, foi proposto pelo LAMEP da UFSC alimentação do motor em corrente. Assim tem-se um sistema mais robusto e confiável, sem a preocupação com picos de corrente.

Partindo deste princípio, neste trabalho é apresentado inicialmente o modelo matemático do motor, em função dos parâmetros do mesmo.

Pelo modelo matemático do motor são estabelecidas as expressões em valores eficazes e instantâneos para a tensão e fluxo do estator, torques médio e instantâneo do motor, para corrente de alimentação senoidal.

Para fazer um protótipo de laboratório é necessário encontrar expressões analíticas para dimensionar os componentes do comutador (inversor de corrente).

Com a simulação global, envolvendo comutador-motor estuda-se o comportamento da tensão e corrente do estator, sobretudo os fenômenos ocorridos durante a comutação.

Os valores experimentais mostram a validade dos resultados teóricos da corrente e tensão instantânea, torque médio

do motor, tempo de aplicação e valor máximo da tensão inversa so  
bre os tiristores.

# CAPÍTULO 1

## MODELO DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO

### 1.1 - Introdução

No presente capítulo serão apresentados os modelos do motor monofásico de indução, que serão empregados no desenvolvimento deste trabalho.

O ponto de partida é o modelo generalizado de Park. Não será contudo apresentada a origem deste modelo.

### 1.2 - Modelo Generalizado de Park da Máquina de Indução Polifásica

O modelo generalizado de Park para a máquina de indução polifásica é dado por [1]:

$$\begin{bmatrix} v_s^d \\ v_s^q \\ \dots \\ v_r^d \\ v_r^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -L_s \psi' & \vdots & pm_{sr} & -m_{sr} \psi' \\ L_s \psi' & R_s + pL_s & \vdots & m_{sr} \psi' & pm_{sr} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ pm_{sr} & -nm_{sr} (\psi' - \theta') & \vdots & R_r + pL_r & -nL_r (\psi' - \theta') \\ nm_{sr} (\psi' - \theta') & pm_{sr} & \vdots & nL_r (\psi' - \theta') & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^d \\ i_s^q \\ \dots \\ i_r^d \\ i_r^q \end{bmatrix} \tag{1.1.a}$$

$$T = nm_{sr} (i_s^q i_r^d - i_s^d i_r^q) \quad (1.1.b)$$

$v_s^d$  e  $i_s^d$  - tensão e corrente do estator no eixo di reto

$v_s^q$  e  $i_s^q$  - tensão e corrente do estator no eixo em quadratura

$v_r^d$  e  $i_r^d$  - tensão e corrente do rotor no eixo dire to

$v_r^q$  e  $i_r^q$  - tensão e corrente do rotor no eixo em quadratura

$R_s$  - resistência do estator

$R_r$  - resistência do rotor

$L_s$  - indutância cíclica do estator

$L_r$  - indutância cíclica do rotor

$m_{sr}$  - indutância cíclica mútua entre estator e rotor

$p$  - símbolo de derivada

$\psi'$  - velocidade dos eixos de referência

$\theta'$  - velocidade do rotor

$n$  - número de pares de polos

$T$  - torque instantâneo

O sistema de equações apresentado, [1], pode ser representado pela Figura (1.1.), onde:

$S_\alpha$  e  $S_\beta$  são eixos estacionários

$d$  e  $q$  são eixos de referência que giram a uma velocidade  $\psi'$

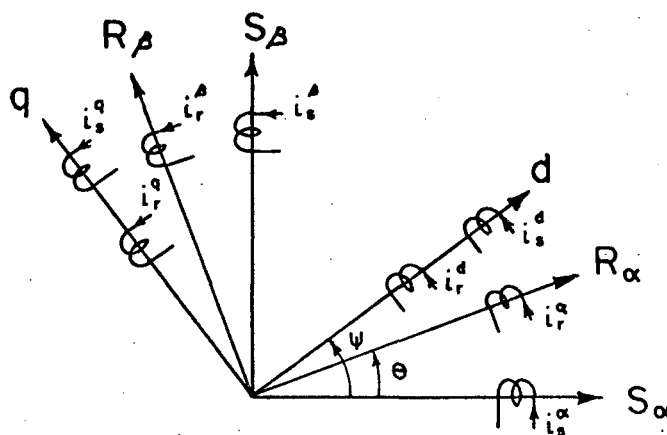


Figura 1.1 - Representação da máquina de indução polifásica; modelo de Park generalizado.

### 1.3 - Modelo Generalizado de Park para o Motor Monofásico de Indução

A partir do modelo generalizado de Park para o motor de indução polifásico, apresentado no ítem 1.2, pode-se obter o modelo generalizado do motor de indução monofásico, sabendo-se que:

- a corrente do estator no eixo em quadratura é nula, pois o enrolamento está aberto;

- a tensão do estator no eixo em quadratura não interfere no sistema, podendo ser desprezada;
- sendo o rotor do motor de indução monofásico do tipo gaiola, as tensões rotóricas do eixo direto e em quadratura são nulas.

A representação do motor monofásico de indução é dada pela Figura (1.2).

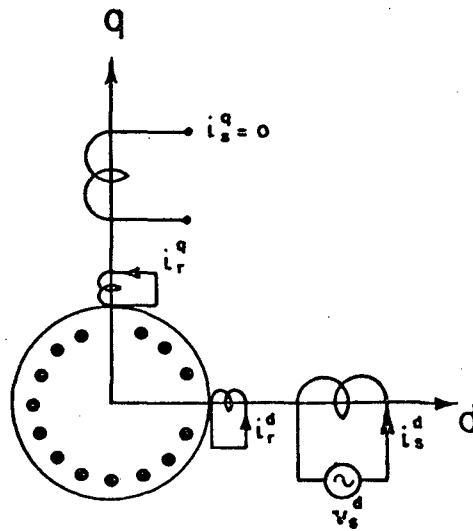


Figura 1.2 - Representação do motor monofásico de indução.

Tomando as equações (1.1.a) e (1.1.b) e a representação da Figura (1.2), o modelo para regimes transitórios do motor monofásico de indução será [1]:

$$\begin{bmatrix} d \\ v_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pm_{sr} & -m_{sr}\psi' \\ pm_{sr} & R_r + pL_r & -nL_r(\psi' - \theta') \\ nm_{sr}(\psi' - \theta') & nL_r(\psi' - \theta') & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.2.a)$$

$$T = -nm_{sr} \begin{pmatrix} d & q \\ i_s & i_r \end{pmatrix} \quad (1.2.b)$$

1.4 - Modelo para Regime Permanente, Alimentação Senoidal a partir do Modelo de Park - Circuito Equivalente

Para obtenção do modelo do rotor monofásico de indução em regime permanente, toma-se o modelo transitório, fazendo as seguintes considerações:

- referência no estator:  $\psi' = 0$
- $I_s$  segundo o eixo d
- regime permanente, alimentação senoidal, daí:

$$\theta' = \omega_m$$

$$p = j\omega_{rede}$$

$$n = \frac{\omega_{rede}}{\omega_s}$$

$$\omega_s = \frac{120 f_{rede}}{\text{número de polos}}$$

$$n_1 = \frac{\omega_m}{\omega_s}$$

$$v_s^d = V_s$$

$$i_s^d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s$$

$$i_r^d = I_r^d$$



$$i_r^q = I_r^q$$

Obtém-se, assim [1]:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + jX_s & jX_{msr} & 0 \\ jX_{msr} & R_r + jX_r & n_1 X_r \\ -n_1 X_{msr} & -n_1 X_r & R_r + jX_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \\ I_r^d \\ I_r^q \end{bmatrix} \quad (1.3.a)$$

$$T = -nm_{sr} R (I_r^{*q} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s) \quad (1.3.b)$$

Onde:

$\omega_m$  - velocidade mecânica

$\omega_{rede}$  - pulsação da corrente de alimentação

$\omega_s$  - velocidade de sincronismo

$f_{rede}$  - frequência da corrente de alimentação

$V_s$  - tensão do estator no eixo direto, para regime permanente, alimentação senoidal

$I_s$  - corrente de alimentação estator eixo direto, para regime permanente, alimentação senoidal (valor eficaz)

$I_r^d$  - corrente do rotor de eixo direto, para regime permanente, alimentação senoidal

- $I_r^q$  - corrente do rotor do eixo em quadratura, para regime permanente, alimentação senoidal
- $n$  - número de pares de polos
- $R_s$  - resistência do estator
- $R_r$  - resistência do rotor
- $X_s$  - reatância cíclica do estator
- $X_r$  - reatância cíclica do rotor
- $X_{msr}$  - reatância de magnetização
- $I_r^{*q}$  - complexo conjugado de  $I_r^q$

O circuito equivalente para o modelo de Park do motor monofásico de indução em regime permanente, alimentação senoidal está representado na Figura (1.3)

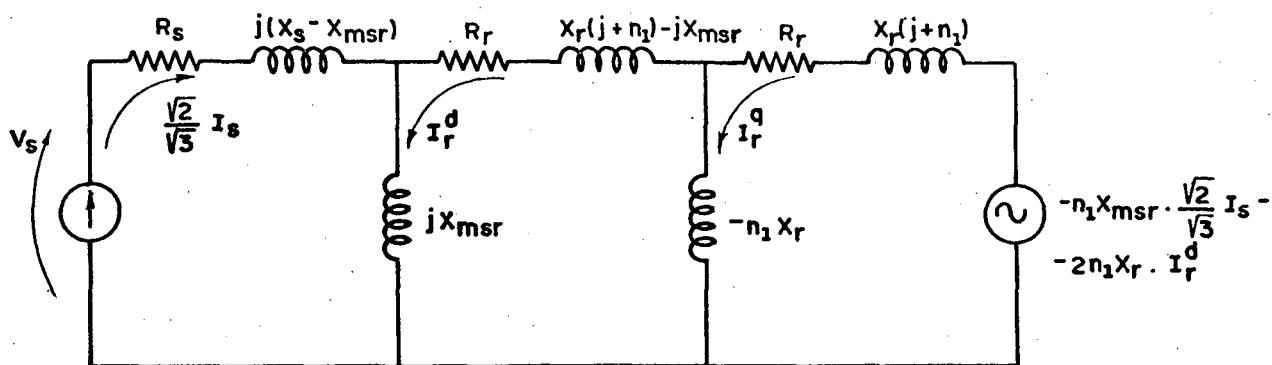


Figura 1.3 - Circuito equivalente do motor de indução monofásico, em regime permanente, alimentação senoidal, a partir do modelo de Park.

### 1.5 - Componentes Simétricas Instantâneas e a Máquina Simétrica

A generalização da transformada de Park resultou na obtenção o seguinte modelo para a máquina simétrica, dado pela expressão (1.1.a); ou seja

$$\begin{bmatrix} v_s^d \\ v_s^q \\ \dots \\ v_r^d \\ v_r^q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -L_s \psi' & \vdots & pm_{sr} & -m_{sr} \psi' \\ L_s \psi' & R_s + pL_s & \vdots & m_{sr} \psi' & pm_{sr} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ pm_{sr} & -nm_{sr} (\psi' - \theta') & \vdots & R_r + pL_r & -nL_r (\psi' - \theta) \\ nm_{sr} (\psi' - \theta') & pm_{sr} & \vdots & nL_r (\psi' - \theta') & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^d \\ i_s^q \\ \dots \\ i_r^d \\ i_r^q \end{bmatrix} \quad (1.1.a)$$

Pode-se notar que cada sub-matriz impedância é do tipo

$$[X] = \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

Tomando-se:

$$(a - \lambda)(a - \lambda) + b^2 = 0 \quad (1.5)$$

encontra-se:

$$\lambda_1 = a + jb \quad (1.6)$$

$$\lambda_2 = a - jb \quad (1.7)$$

Sendo  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  os autovalores da matriz  $[X]$ .

Calcula-se os autovetores da matriz  $[X]$ , fazendo:

primeiramente, para  $\lambda_1 = a + jb$  tem-se:

$$\begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = (a + jb) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$ax_1 - bx_2 = ax_1 + jbx_1 \quad (1.9)$$

logo

$$-x_2 = jx_1 \quad (1.10)$$

posteriormente, para  $\lambda_2 = a - jb$  tem-se:

$$\begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = (a - jb) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$ax_1 - bx_2 = ax_1 - jbx_1 \quad (1.12)$$

logo

$$x_2 = jx_1 \quad (1.13)$$

Assim os autovetores associados aos autovalores  $\lambda_1$  e  $\lambda_2$  são:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} x_2 \quad (1.14)$$

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} x_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} x_2 \quad (1.15)$$

Conseqüentemente a matriz  $[D_2]$  que diagonaliza a matriz  $[X]$  é dada por:

$$[D_2] = K \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Onde  $K$  é uma constante que será determinada posteriormente.

Para que a transformação  $[D_2]$  possa ser empregada, ela deve manter invariante a potência. A condição de invariância estabelece que:

$$[D_2]^t = [D_2]^{-1t} \quad \text{matriz unitária} \quad (1.17)$$

ou que

$$[D_2]^{-1} = [D_2]^{t*} \quad (1.18)$$

ou seja, a inversa deve ser igual à transposta conjugada.

Então

$$[D_2]^t = K \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

O determinante de  $[D_2]$  é

$$\det[D_2] = 2jK^2 \quad (1.20)$$

A matriz inversa  $[D_2]^{-1}$  é:

$$[D_2]^{-1} = \frac{K \begin{bmatrix} j & j \\ -1 & 1 \end{bmatrix}^t}{2jK^2} \quad (1.21)$$

$$[D_2]^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} j & -1 \\ j & 1 \end{bmatrix}}{2jK} \quad (1.22)$$

$$[D_2]^{-1} = \frac{1}{2K} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

Logo

$$[D_2]^{-1*} = \frac{1}{2K} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ 1 & j \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

Como

$$[D_2]^t = [D_2]^{-1*} \quad (1.25)$$

Então

$$K = \frac{1}{2K} \quad (1.26)$$

Daí

$$K = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (1.27)$$

Substituindo o valor de K na expressão (1.16) tem-se a matriz  $[D_2]$  que diagonaliza a matriz  $[X]$

$$[D_2] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (1.28)$$

Sua respectiva inversa é dada pela expressão (1.29)

$$[D_2]^{-1} = [D_2]^t = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

Conhecendo-se  $[D_2]$  e  $[D_2]^{-1}$  pode-se diagonalizar a matriz  $[X]$  do modo seguinte:

$$[X_d] = [D_2]^{-1} [X] [D_2] \quad (1.30)$$

Onde

$[X_d]$  = matriz  $[X]$  diagonalizada

Substituindo as expressões (1.28) e (1.29) na expressão (1.30) tem-se:

$$[X_d] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

Resolvendo a expressão acima chega-se:

$$[X_d] = \begin{bmatrix} a + jb & 0 \\ 0 & a - jb \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

Esta diagonalização será aplicada posteriormente para a determinação das equações das tensões.

Seja

$$[v^{dq}] = [Z^{dq}] [i^{dq}] \quad (1.33)$$

$$[v^{fb}] = [Z^{fb}] [i^{fb}] \quad (1.34)$$

Mas

$$[v^{fb}] = [D_2]^{-1} [Z^{dq}] [D_2] [i^{fb}] \quad (1.35)$$

Pode-se reescrever a expressão (1.1.a) do seguinte modo:



$$\begin{bmatrix} \left[ \begin{matrix} v_s^{dq} \\ v_r^{dq} \end{matrix} \right] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_1] & [Z_3] \\ [Z_2] & [Z_4] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[ \begin{matrix} i_s^{dq} \\ i_r^{dq} \end{matrix} \right] \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

Daí pode-se estabelecer pela expressão (1.35) que:

$$\begin{bmatrix} \left[ \begin{matrix} v_s^{fb} \\ v_r^{fb} \end{matrix} \right] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [D_2]^{-1} [Z_1] [D_2] & [D_2]^{-1} [Z_3] [D_2] \\ [D_2]^{-1} [Z_2] [D_2] & [D_2]^{-1} [Z_4] [D_2] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[ \begin{matrix} i_s^{fb} \\ i_r^{fb} \end{matrix} \right] \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

Realizando os produtos matriciais na expressão (1.37), como já mostrado na expressão (1.32), encontra-se:

$$\begin{bmatrix} \begin{matrix} f \\ v_s \\ b \\ v_s \\ \dots \\ f \\ v_r \\ b \\ v_r \end{matrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s (p + j\psi') & 0 & \vdots & m_{sr} (p + j\psi') & 0 \\ 0 & R_s + L_s (p - j\psi') & \vdots & 0 & m_{sr} (p - j\psi') \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ m_{sr} (p + jn\psi' - jn\theta') & 0 & \vdots & R_r + L_r (p + jn\psi' - jn\theta') & 0 \\ 0 & m_{sr} (p - jn\psi' + jn\theta') & \vdots & 0 & R_r + L_r (p - jn\psi' + jn\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{matrix} f \\ i_s \\ b \\ i_s \\ \dots \\ f \\ i_r \\ b \\ i_r \end{matrix} \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

Daí, constata-se que:

$$\mathbf{v}_s^f = [R_s + L_s(p + j\psi')] \mathbf{i}_s^f + m_{sr}(p + j\psi') \mathbf{i}_r^f \quad (1.39)$$

$$\mathbf{v}_s^b = [R_s + L_s(p - j\psi')] \mathbf{i}_s^b + m_{sr}(p - j\psi') \mathbf{i}_r^b \quad (1.40)$$

Verifica-se que  $Z^b = Z^{f*}$ , portanto as duas expres  
sões traduzem as mesmas informações.

De maneira análoga, as tensões do rotor são:

$$\mathbf{v}_r^f = m_{sr}(p + jn\psi' - jn\theta') \mathbf{i}_s^f + [R_r + L_r(p + jn\psi' - jn\theta')] \mathbf{i}_r^f \quad (1.41)$$

$$\mathbf{v}_r^b = m_{sr}(p - jn\psi' + jn\theta') \mathbf{i}_s^b + [R_r + L_r(p - jn\psi' + jn\theta')] \mathbf{i}_r^b \quad (1.42)$$

Como no caso anterior

$$Z^b = Z^{f*} \quad (1.43)$$

Logo as equações elétricas da máquina podem ser rees  
critas do seguinte modo:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_s^f \\ \dots \\ \mathbf{v}_r^f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s(p + j\psi') & \vdots & m_{sr}(p + j\psi') \\ \dots & \dots & \dots \\ m_{sr}(p + jn\psi' - jn\theta') & \vdots & R_r + L_r(p + jn\psi' - jn\theta') \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^f \\ \dots \\ \mathbf{i}_r^f \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

Desse modo, o modelo da máquina fica constituído por apenas duas expressões.

### 1.6 - Conclusões

Os modelos apresentados representam o motor monofásico de indução em todas as condições de funcionamento, desde regime permanente alimentação senoidal até regimes transitórios sob quaisquer tipos de alimentação.

O emprego de componentes simétricas instantâneas leva à obtenção de modelos com menor número de variáveis, que são úteis sobretudo no estudo analítico do comportamento da máquina, o que será feito nos capítulos seguintes.

É importante ressaltar que as componentes simétricas aqui descritas, são definidas para qualquer forma de onda, quer o motor esteja em regime permanente quer esteja em regime transitório.

## C A P Í T U L O 2

### ANÁLISE DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO SOB FREQUÊNCIA VARIÁVEL, ALIMENTAÇÃO EM CORRENTE SENOIDAL, EM REGIME PERMANENTE

#### 2.1 - Introdução

Este capítulo tem como objetivo obter, a partir dos modelos do capítulo 1, as equações da tensão eficaz do estator, do fluxo concatenado e do torque, todos em função da velocidade do motor, para várias frequências da corrente de alimentação.

Após estabelecidas essas equações, obter através das mesmas as respectivas características do motor utilizado.

Tendo sido estabelecidas as características analisar o comportamento em função da variação da velocidade do motor.

#### 2.2 - Equações das Correntes Rotóricas

A partir do modelo do motor monofásico de indução, estabelecido no capítulo 1, para regime permanente, alimentação senoidal, tem-se:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + jX_s & jX_{msr} & 0 \\ jX_{msr} & R_r + jX_r & n_1 X_r \\ -n_1 X_{msr} & -n_1 X_r & R_r + jX_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \\ I_r^d \\ I_r^q \end{bmatrix} \quad (1.3.a)$$

$$T = -n_{msr} R (I_r^q \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s) \quad (1.3.b)$$

$$V_s = (R_s + jX_s) \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + jX_{msr} I_r^d \quad (2.1)$$

$$0 = jX_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + (R_r + jX_r) I_r^d + n_1 X_r I_r^q \quad (2.2)$$

$$0 = -n_1 X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s - n_1 X_r I_r^d + (R_r + jX_r) I_r^q \quad (2.3)$$

Da equação (2.3):

$$I_r^q = \frac{n_1 X_{msr}}{R_r + jX_r} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + \frac{n_1 X_r}{R_r + jX_r} I_r^d \quad (2.4)$$

Substituindo  $I_r^q$  na equação (2.2):

$$0 = jX_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + (R_r + jX_r) I_r^d + n_1 X_r \left[ \frac{n_1 X_{msr}}{R_r + jX_r} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + \frac{n_1 X_r}{R_r + jX_r} I_r^d \right] \quad (2.5)$$

Daí vem:

$$I_r^d = \frac{(1-n_1^2)X_r - jR_r}{R_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^2 + j2R_rX_r} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.6)$$

A expressão da corrente eficaz do rotor no eixo  $d$  reto pode ser reescrita de outra maneira.

Determinando-se o módulo do fasor e fatorando-se a expressão (2.6) obtém-se a expressão (2.9).

$$I_r^d = \frac{[(1-n_1^2)X_r - jR_r] [R_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^2 - j2R_rX_r]}{[R_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^2]^2 + (2R_rX_r)^2} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.7)$$

$$I_r^d = \frac{-(1+n_1^2)R_r^2X_r - (n_1^2 - 1)X_r^3 - j[(1-n_1^2)R_rX_r^2 + R_r^3]}{R_r^4 + 2(n_1^2 + 1)R_r^2X_r^2 + (n_1^2 - 1)^2X_r^4} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.8)$$

Em módulo, o valor eficaz de  $I_r^d$  será:

$$\left| I_r^d \right| = \frac{\{[-(1+n_1^2)R_r^2X_r - (n_1^2 - 1)X_r^3]^2 + [(1-n_1^2)R_rX_r^2 + R_r^3]^2\}^{1/2}}{R_r^4 + 2(n_1^2 + 1)R_r^2X_r^2 + (n_1^2 - 1)^2X_r^4} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s$$

(2.9)

Substituindo o valor de  $I_r^d$  da equação (2.6) na equação (2.4) tem-se:

$$I_r^q = \frac{n_1 X_{msr}}{R_r + jX_r} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + \frac{n_1 X_r}{R_r + jX_r} \left[ \frac{(1-n_1^2)X_r - jR_r}{R_r^2 + (n_1^2-1)X_r^2 + j2R_r X_r} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \right] \quad (2.10)$$

Daí vem:

$$I_r^q = \frac{R_r + jR_r X_r}{R_r^3 + (n_1^2-3)R_r X_r^2 + j[3R_r^2 X_r + (n_1^2-1)X_r^3]} n_1 X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.11)$$

Fatorando tem-se:

$$I_r^q = \frac{R_r^5 + n_1^2 R_r^3 X_r^2 + (n_1^2-1)R_r X_r^4 - j2R_r^2 X_r (R_r^2 + X_r^2)}{[R_r^3 + (n_1^2-3)R_r X_r^2]^2 + [3R_r^2 X_r + (n_1^2-1)X_r^3]^2} n_1 X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.12)$$

Então a expressão para a corrente eficaz do rotor no eixo em quadratura, em módulo, é dada por:

$$\left| I_r^q \right| = \frac{\{ [R_r^5 + n_1^2 R_r^3 X_r^2 + (n_1^2-1)R_r X_r^4] + [2R_r^2 X_r (R_r^2 + X_r^2)]^2 \}^{1/2}}{R_r^6 + R_r^4 X_r^2 (2n_1^2+3) + R_r^2 X_r^4 (n_1^4+3) + (n_1^2-1)X_r^6} n_1 X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s$$

(2.13)

O conjugado da corrente rotórica em quadratura,  $I_r^{*q}$ , é dada por:

$$I_r^{*q} = \frac{R_r^5 + n_1^2 R_r^3 X_r^2 + (n_1^2-1)R_r X_r^4 + j2R_r^2 X_r (R_r^2 + X_r^2)}{R_r^6 + R_r^4 X_r^2 (2n_1^2+3) + R_r^2 X_r^4 (n_1^4+3) + (n_1^2-1)X_r^6} n_1 X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.14)$$

### 2.3 - Equação da Tensão do Estator em Função da Velocidade do Motor

A equação (2.1), oriunda do modelo do motor monofásico de indução, fornece a tensão do estator e é dada por:

$$V_s = (R_s + jX_s) \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + jX_{msr} I_r^d \quad (2.1)$$

Substituindo a equação da corrente do rotor eixo di reto (2.6), vem:

$$V_s = (R_s + jX_s) \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + jX_{msr} \left[ \frac{(1-n_1^2) X_r - jR_r}{R_r^2 + (n_1^2-1) X_r^2 + j2R_r X_r} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \right] \quad (2.15)$$

$$V_s = \left\{ \frac{[R_r^2 + (n_1^2-1) X_r^2 + j2R_r X_r] (R_s + jX_s)}{R_r^2 + (n_1^2-1) X_r^2 + j2R_r X_r} + \frac{R_r^2 X_{msr}^2 + j(1-n_1^2) X_r X_{msr}^2}{R_r^2 + (n_1^2-1) X_r^2 + j2R_r X_r} \right\} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (2.16)$$

A equação da tensão do estator (valor eficaz), em módulo, em função da velocidade será dada pela expressão (2.17).



$$|V_s| = \left\{ \frac{\left\{ R_s [R_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^2] - 2R_r X_s X_r + R_r X_{msr}^2 \right\}^2 + \left\{ X_s [R_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^2] + 2R_r X_s X_r + (1 - n_1^2) X_r X_{msr}^2 \right\}^2}{[R_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^2]^2 + (2R_r X_r)^2} \right\}^{1/2} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s$$

(2.17)

## 2.4 - Equação do Fluxo Concatenado em Função da Velocidade do Motor

O fluxo do motor de indução é representado em variáveis  $\alpha\beta$  pela equação (2.18).

$$\begin{bmatrix} \phi_s^0 \\ \phi_s^\alpha \\ \phi_s^\beta \\ \phi_r^0 \\ \phi_r^\alpha \\ \phi_r^\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & 0 & m_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & L_s & 0 & 0 & m_{sr} \\ 0 & 0 & 0 & L_{r0} & 0 & 0 \\ 0 & m_{sr} & 0 & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & m_{sr} & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s^0 \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s^\alpha \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s^\beta \\ I_r^0 \\ I_r^d \\ I_r^q \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Os termos da equação (2.18) possuem o seguinte significado:

- $\phi_s^0$  - componente homopolar do fluxo estático
- $\phi_s^\alpha = \phi_s^d = \phi_s$  - fluxo do estator no eixo direto. Este é o fluxo de interesse neste estudo. É o enrolamento que produz o fluxo resultante máximo do estator, mostrado no Apêndice A.
- $\phi_s^\beta = \phi_s^q$  - fluxo do estator no eixo em quadratura
- $\phi_r^0, \phi_r^\alpha, \phi_r^\beta$  - fluxos do rotor em componentes  $\alpha\beta$

Da equação (2.18), como  $I_s^\alpha = I_s^d$ , obtém-se a equação (2.24), que representa o fluxo eficaz do estator no eixo direto:

$$\phi_s = L_s \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + m_{sr} I_r^d \quad (2.19)$$

Substituindo a equação da corrente do rotor no eixo direto (2.6), tem-se:

$$\phi_s = L_s \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s + m_{sr} \left[ \frac{(1-n_1^2)X_r - jR_r}{R_r^2 + (n_1^2-1)X_r^2 + j2R_r X_r} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \right] \quad (2.20)$$

Multiplicando e dividindo por  $\omega_{rede}$ , vem:

$$\phi_s = \frac{X_s \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s}{\omega_{rede}} + X_{msr} \left[ \frac{(1-n_1^2)X_r - jR_r}{R_r^2 + (n_1^2-1)X_r^2 + j2R_r X_r} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \right] \quad (2.21)$$

$$\phi_s = \left\{ X_s + \frac{(1-n_1^2)X_r - jR_r}{R_r^2 + (n_1^2-1)X_r^2 + j2R_r X_r} X_{msr}^2 \right\} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{I_s}{\omega_{rede}} \quad (2.22)$$

$$\phi_s = \left\{ \frac{X_s [(n_1^2-1)X_r^2 + R_r^2] + X_{msr}^2 X_r (1-n_1^2) + jR_r (2X_r X_s - X_{msr}^2)}{(n_1^2-1)X_r^2 + R_r^2 + j2R_r X_r} \right\} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{I_s}{\omega_{rede}} \quad (2.23)$$

O fluxo concatenado, em módulo, em função da velocidade será dado pela expressão (2.24):

$$|\phi_s| = \left\{ \frac{\left\{ X_s [(n_1^2-1)X_r^2 + R_r^2] + X_{msr}^2 X_r (1-n_1^2) \right\}^2 + \left\{ R_r (2X_r X_s - X_{msr}^2) \right\}^2}{[(n_1^2-1)X_r^2 + R_r^2]^2 + (2R_r X_r)^2} \right\}^{1/2} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \frac{I_s}{\omega_{rede}} \quad (2.24)$$

O fluxo máximo é dado pela expressão:

$$\phi_{smax} = \left\{ \frac{\left\{ X_s [(n_1^2-1)X_r^2 + R_r^2] + X_{msr}^2 X_r (1-n_1^2) \right\}^2 + \left\{ R_r (2X_r X_s - X_{msr}^2) \right\}^2}{[(n_1^2-1)X_r^2 + R_r^2]^2 + (2R_r X_r)^2} \right\}^{1/2} \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_s}{\omega_{rede}} \quad (2.25)$$

## 2.5 - Equação do Torque em Função da Velocidade do Motor

Tendo já estabelecido a expressão do torque, para regime permanente, alimentação senoidal, dado pela equação (1.3.b):

$$T = -nm_{sr} \mathbf{R} \left( \mathbf{I}_r^{*q} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \mathbf{I}_s \right) \quad (1.3.b)$$

E, substituindo a equação do conjugado da corrente rotórica, em quadratura (2.14) na equação do torque (1.3.b) tem-se:

$$T = -nm_{sr} \mathbf{R} \left\{ \frac{R_r^5 + n_1^2 R_r^3 X_r^2 + (n_1^2 - 1) R_r X_r^4 + j2R_r^2 X_r (R_r^2 + X_r^2)}{[R_r^3 + (n_1^2 - 3) R_r X_r^2]^2 + [3R_r^2 X_r + (n_1^2 - 1) X_r^3]^2} n_1 X_{msr} \frac{2}{3} \mathbf{I}_s^2 \right\} \quad (2.26)$$

$$T = -nm_{sr} \left\{ \frac{R_r^5 + n_1^2 R_r^3 X_r^2 + (n_1^2 - 1) R_r X_r^4}{[R_r^3 + (n_1^2 - 3) R_r X_r^2]^2 + [3R_r^2 X_r + (n_1^2 - 1) X_r^3]^2} n_1 X_{msr} \frac{2}{3} \mathbf{I}_s^2 \right\} \quad (2.27)$$

Multiplicando e dividindo por  $\omega_{rede}$  tem-se:

$$T = -n \frac{X_{msr}}{\omega_{rede}} \left\{ \frac{R_r^5 + n_1^2 R_r^3 X_r^2 + (n_1^2 - 1) R_r X_r^4}{[R_r^3 + (n_1^2 - 3) R_r X_r^2]^2 + [3R_r^2 X_r + (n_1^2 - 1) X_r^3]^2} n_1 X_{msr} \frac{2}{3} \mathbf{I}_s^2 \right\} \quad (2.28)$$

O torque médio em função da velocidade será dado pela equação (2.29):

$$T = \frac{-2}{3} \frac{n X_{msr}^2 I_s^2}{\omega_{rede}} \left\{ \frac{R_r X_r^2 (R_r^2 + X_r^2) n_1^3 + R_r (R_r^4 - X_r^4) n_1}{X_r^4 (R_r^2 + X_r^2) n_1^4 + 2 X_r^2 (R_r^4 - X_r^4) n_1^2 + R_r^4 (R_r^2 + 3 X_r^2) + X_r^4 (3 R_r^2 + X_r^2)} \right\}$$

(2.29)

## 2.6 - Obtenção das Características do Motor Utilizado

As curvas das Figuras (2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6), a seguir, foram traçadas utilizando as equações (2.17), (2.25) e (2.29), respectivamente; para um motor monofásico de indução com os seguintes dados de placa:

Potência = 0,5 CV

Tensão de Alimentação = 220/110 V

Corrente Nominal = 4,5/9 A

Frequência de Alimentação = 60 Hz

Isolação Classe = A

Velocidade Nominal = 1725 rpm

Fator de Serviço = 1,25

Categoria = N

Através dos dados de placa o motor apresenta:

$T_{nom} = 2,03 \text{ N.m}$

$\phi_{snom} = 0,5835 \text{ Wb}$

Os parâmetros desse motor, já determinados [2], são:

$R_s = 3,448 \Omega$

$$R_r = 3,564 \Omega$$

$$L_s = L_r = 0,3267 \text{ Henry}$$

$$m_{sr} = 0,3118 \text{ Henry}$$

Para traçar as curvas das Figuras (2.1), (2.2), (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6) foi utilizado o programa JAL OSVSl Apêndice (B-1).

A frequência do rotor nominal pode ser obtida da seguinte maneira:

$$n\omega_s = n\omega_m + \omega_r \quad (2.30)$$

ou

$$n\omega_m = n\omega_s - \omega_r \quad (2.31)$$

$$\frac{n\omega_m}{n\omega_s} = 1 - \frac{\omega_r}{n\omega_s} \quad (2.32)$$

Onde

$$n\omega_s = \frac{4\pi f_s}{n} \quad (2.33)$$

e

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (2.34)$$

Como para o motor em estudo,  $n = 2$ , vem:

$$\frac{\omega_m}{\omega_s} = \left(1 - \frac{2\pi f_r}{2\pi f_s}\right) \quad (2.35)$$

$$\frac{\omega_m}{\omega_s} = \left(1 - \frac{f_r}{f_s}\right) \quad (2.36)$$

Ainda da equação (2.36), pode tirar a equação (2.37), a seguir:

$$f_r = f_s \left(1 - \frac{\omega_m}{\omega_s}\right) \quad (2.37)$$

Assim, pode-se calcular, com o uso da equação (2.37), a frequência do rotor nominal desse motor de 4 polos:

$$f_{r_{\text{nom}}} = 60 \left(1 - \frac{1725}{1800}\right) \quad (2.38)$$

$f_{r_{\text{nom}}} = 2,5 \text{ Hz} \quad (2.39)$
--

## 2.7 - Análise das Características Obtidas

### a) Tensão eficaz do estator

A tensão no estator, com o motor em velocidade síncrona, diminui à medida que a frequência de alimentação também decai, conforme pode ser visto na Figura (2.1).

Fixando a frequência de alimentação (60 Hz), a tensão do estator aumenta com o acréscimo de corrente, Figura (2.2).

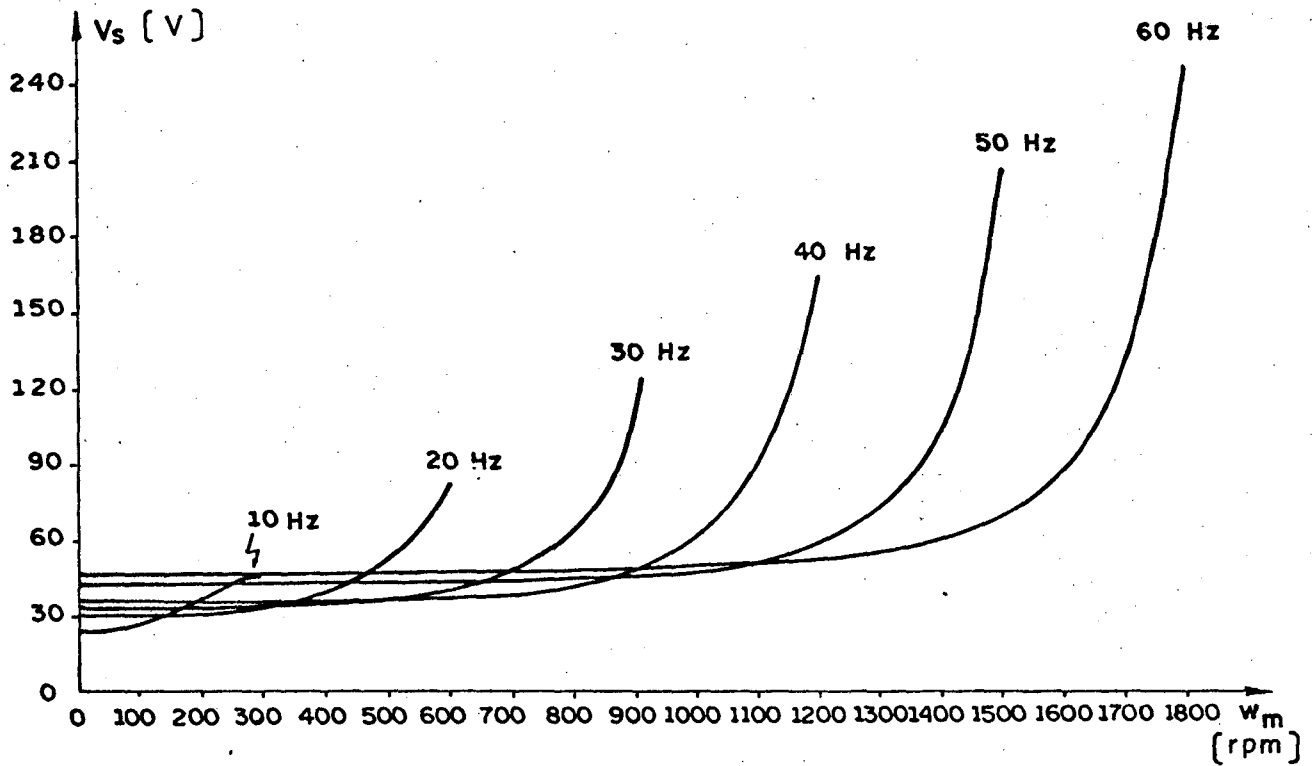


Figura 2.1 - Características tensão do estator-velocidade para várias frequências de alimentação, para corrente de estator nominal de 4,5 A.

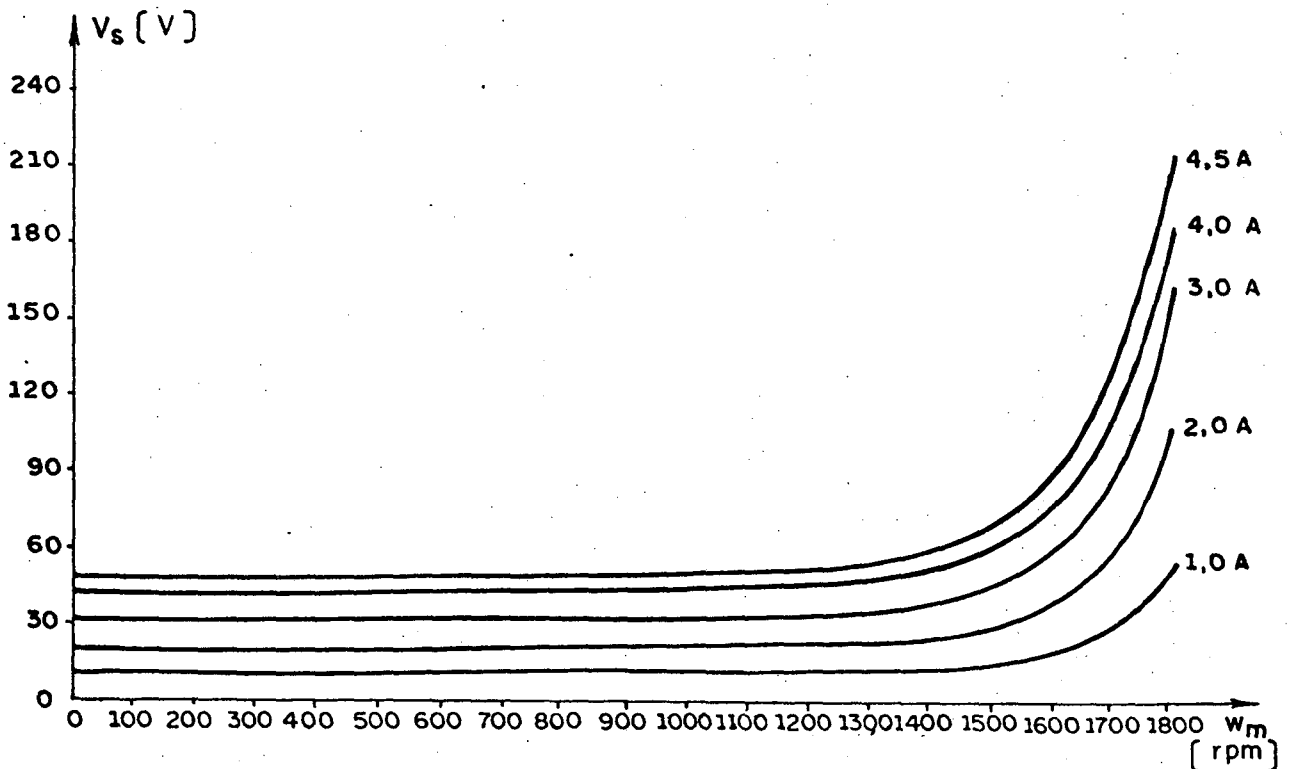


Figura 2.2 - Características tensão do estator-velocidade para várias correntes de alimentação, para frequência nominal de 60 Hz.



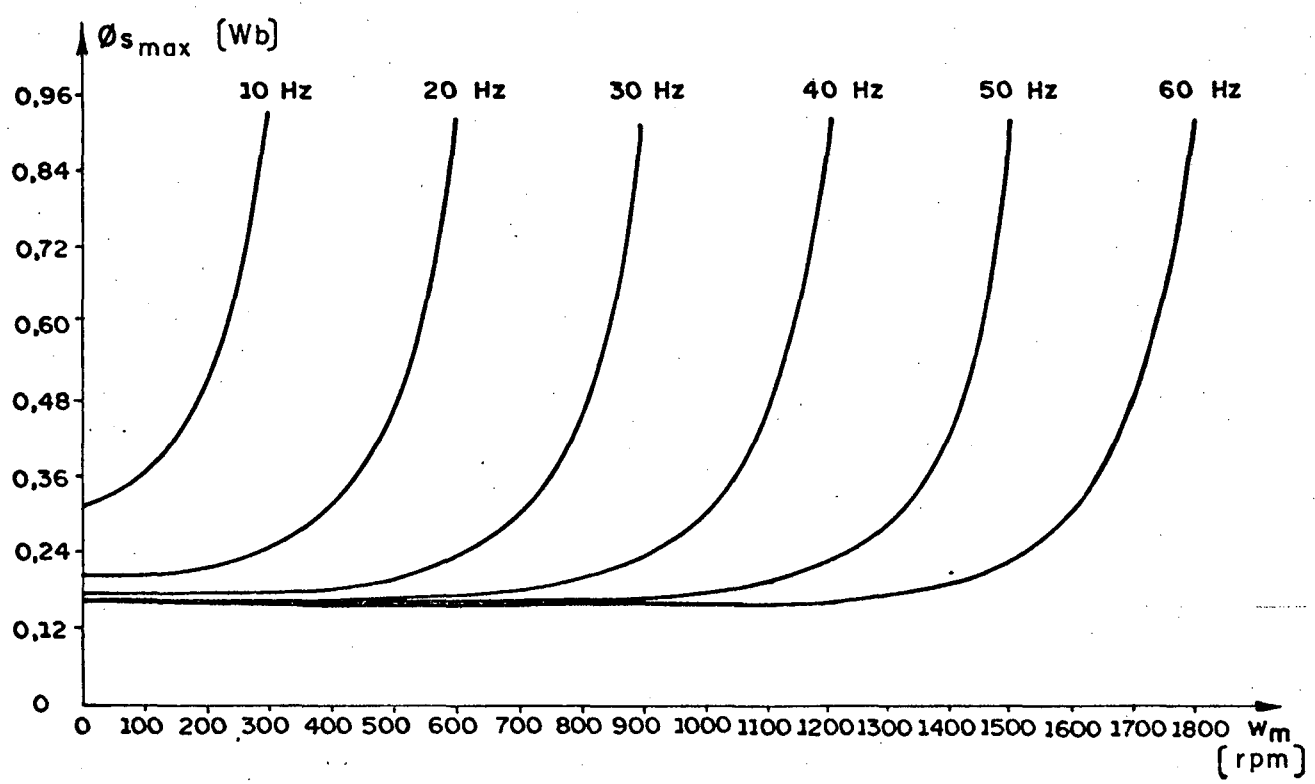


Figura 2.3 - Características fluxo-velocidade para várias frequências de alimentação, para corrente de estator nominal de 4,5 A.

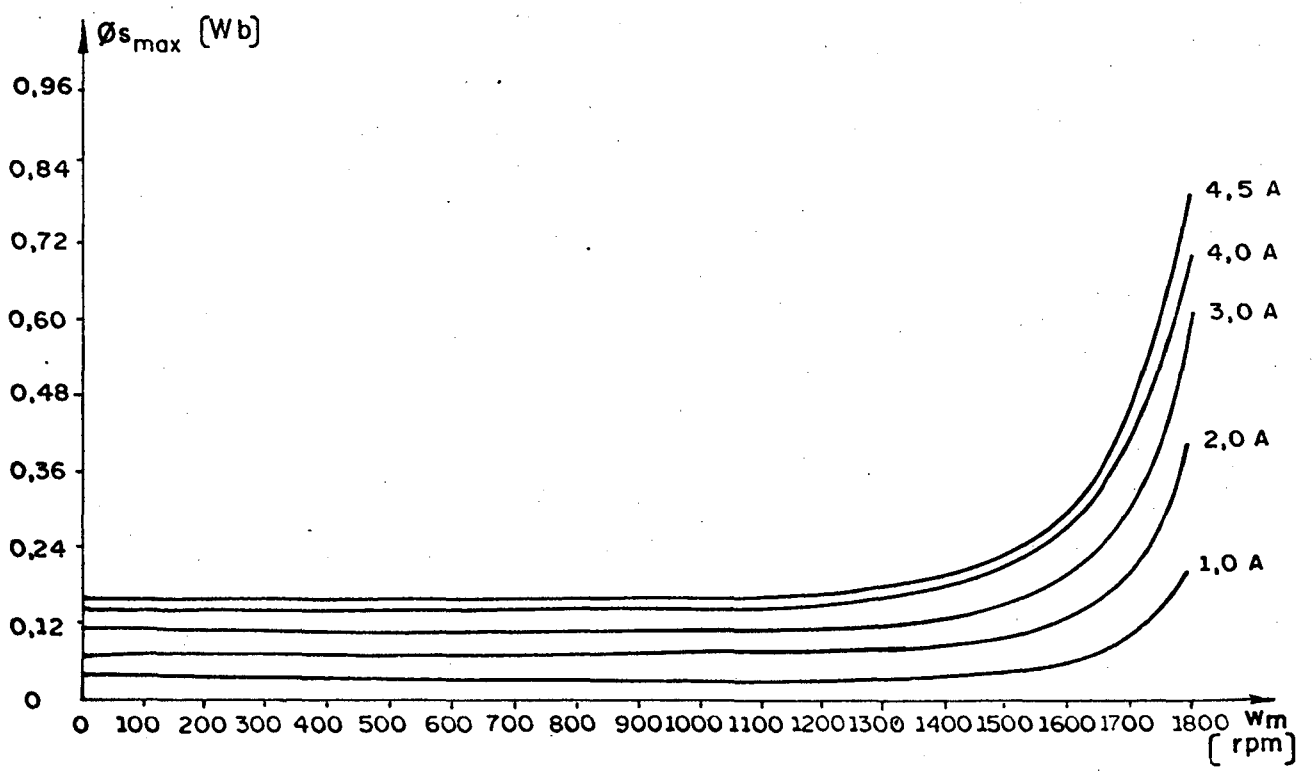


Figura 2.4 - Características fluxo-velocidade para várias correntes de alimentação, para frequência nominal de 60 Hz.

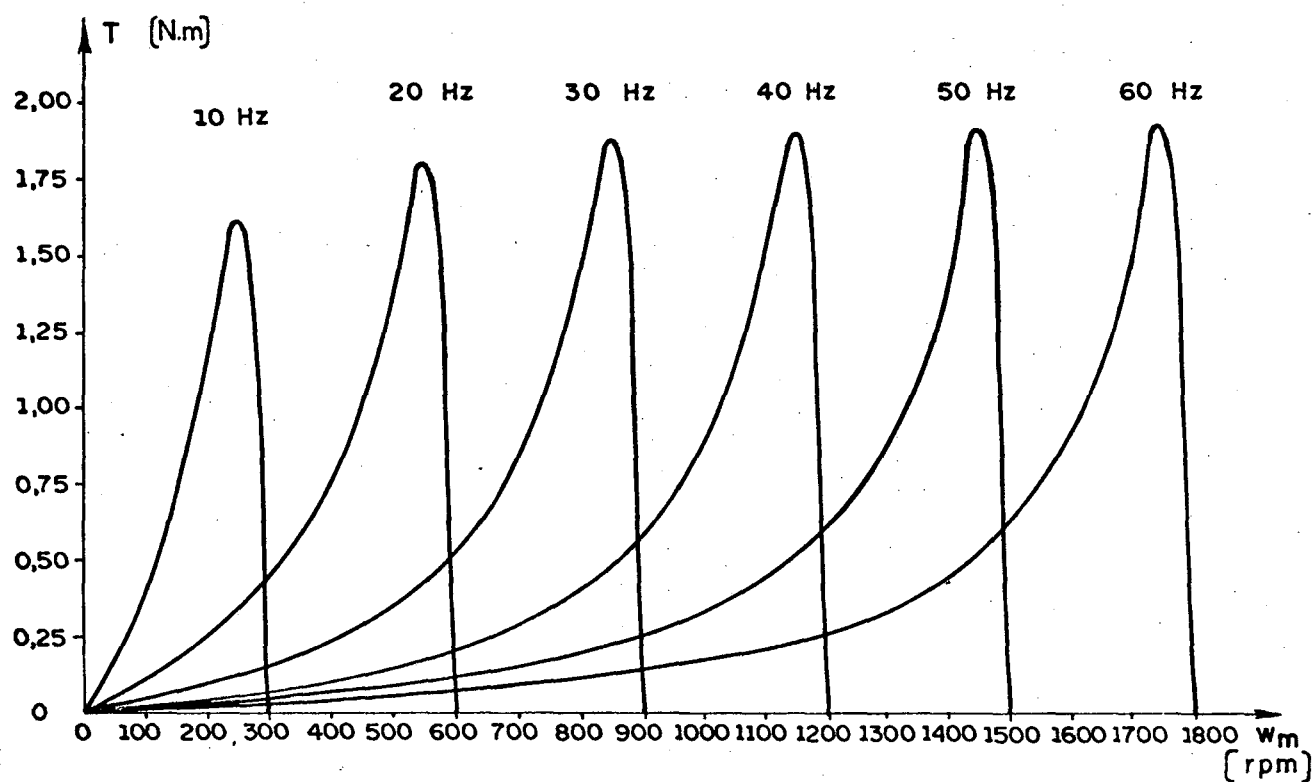


Figura 2.5 - Características torque-velocidade para várias frequências de alimentação, para corrente de estator nominal de 4,5 A.

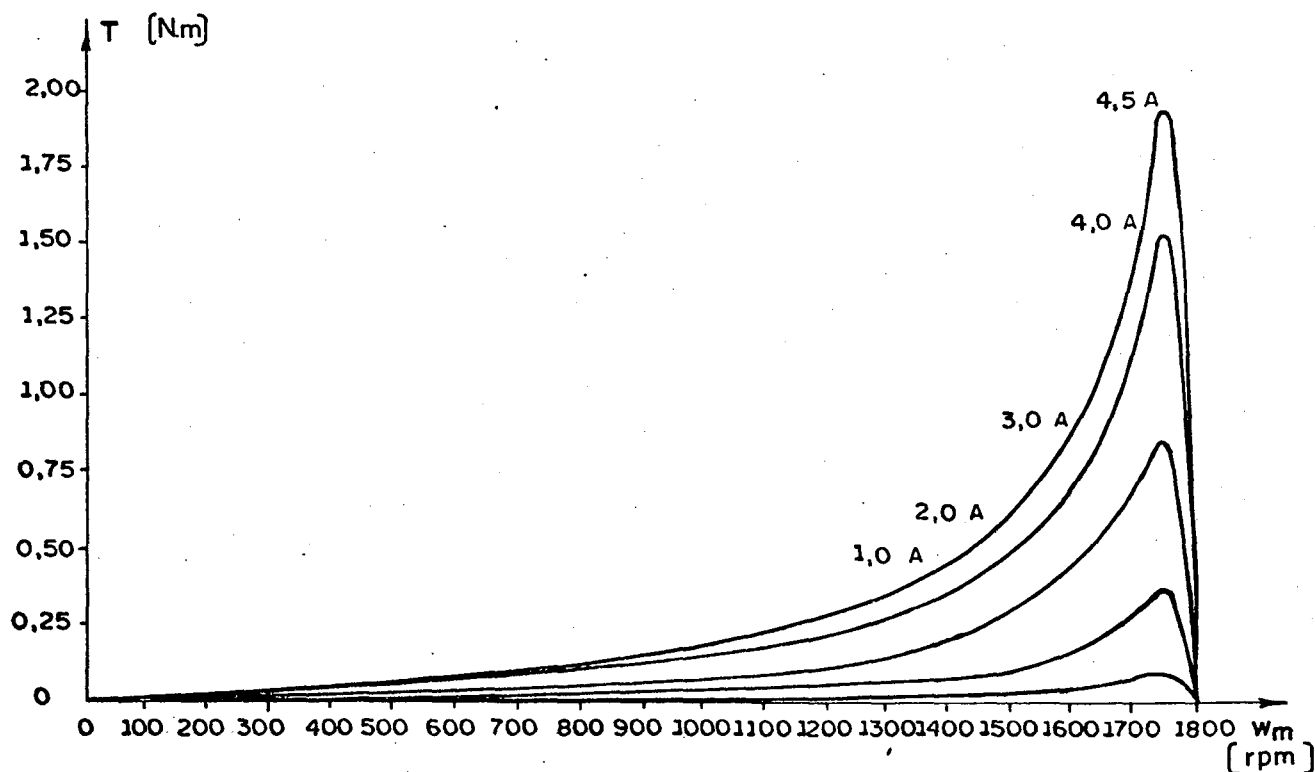


Figura 2.6 - Características torque-velocidade para várias correntes de alimentação, para frequência nominal de 60 Hz.

### b) Fluxo do estator

O fluxo do estator, para a velocidade do motor igual à síncrona, permanece constante para todas as frequências de ali mentação, como visto na Figura (2.3).

O fluxo concatenado cai com a velocidade, para uma mesma frequência de alimentação, limitando dessa maneira, a opera ção do motor para a velocidade próxima da síncrona, para cada fre quência de alimentação.

Para uma frequência de alimentação fixa (60 Hz), o fluxo decai com a diminuição da corrente do estator, Figura (2.4).

### c) Torque médio do motor

O torque máximo desenvolvido pelo motor praticamen te não decai com a diminuição da frequência de alimentação, visto na Figura (2.5). Este fato não acontece quando é feito o estudo do motor alimentado em tensão.

Estabelecendo-se uma frequência de alimentação (60 Hz), o torque do motor diminui assim que a corrente do estator também decresce, conforme é visto na Figura (2.6).

## CAPÍTULO 3

### ESTUDO DAS GRANDEZAS INSTANTÂNEAS PARA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO SENOIDAL

#### 3.1 - Introdução

No capítulo 2 foram estabelecidos:

- valores eficazes das tensões
- valores máximos dos fluxos
- valores médios dos torques

Neste capítulo serão estabelecidos os valores instantâneos destas mesmas grandezas.

Serão empregados dois métodos de estudo: método analítico e simulação numérica.

#### 3.2 - Transformações Trifásicas

Considerando a alimentação da rede trifásica, a corrente de cada fase é dada por:

$$\begin{aligned}i_{s1} &= \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\i_{s2} &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + 120^\circ) \\i_{s3} &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + 240^\circ)\end{aligned}\tag{3.1}$$

Onde  $I_s$  é o valor eficaz.

Convertendo o sistema trifásico  $i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}$  em um sistema bifásico  $i_s^0, i_s^\alpha, i_s^\beta$ ; [1]

$$\begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^\alpha \\ i_s^\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Convertendo  $i_s^0, i_s^\alpha, i_s^\beta$  em componente  $i_s^0, i_s^d, i_s^q$ ; [1]

$$\begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^d \\ i_s^q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos n\psi & \text{senn}\psi \\ 0 & -\text{senn}\psi & \cos n\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Resolvendo a expressão (3.3) tem-se: (3.4)

$$\begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^d \\ i_s^q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos n\psi & \frac{-\cos n\psi}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{senn}\psi & -\frac{1}{2} \cos n\psi - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{senn}\psi \\ -\text{senn}\psi & \frac{\text{senn}\psi}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos n\psi & \frac{\text{senn}\psi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos n\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix}$$

Convertendo  $i_s^0, i_s^d, i_s^q$  em componentes simétricas instantâneas  $i_s^0, i_s^f, i_s^b$ , [1], será:

$$\begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & j \\ 0 & 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cos n\psi & \cos(n\psi + \frac{4\pi}{3}) & \cos(n\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\text{sen} n\psi & -\text{sen}(n\psi + \frac{4\pi}{3}) & -\text{sen}(n\psi - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Resolvendo a expressão (3.5), tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \cos n\psi - & \cos(n\psi + \frac{4\pi}{3}) - & \cos(n\psi - \frac{4\pi}{3}) - \\ -j\text{sen} n\psi & -j\text{sen}(n\psi + \frac{4\pi}{3}) & -j\text{sen}(n\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos n\psi + & \cos(n\psi + \frac{4\pi}{3}) + & \cos(n\psi - \frac{4\pi}{3}) + \\ +j\text{sen} n\psi & +j\text{sen}(n\psi + \frac{4\pi}{3}) & +j\text{sen}(n\psi - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-jn\psi} & e^{-j(n\psi + \frac{4\pi}{3})} & e^{-j(n\psi - \frac{4\pi}{3})} \\ e^{jn\psi} & e^{j(n\psi + \frac{4\pi}{3})} & e^{j(n\psi - \frac{4\pi}{3})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A expressão anterior ainda pode ser escrita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} i_s^o \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-jn\psi} & e^{-j(n\psi - \frac{2\pi}{3})} & e^{-j(n\psi - \frac{4\pi}{3})} \\ e^{jn\psi} & e^{j(n\psi + \frac{4\pi}{3})} & e^{j(n\psi + \frac{2\pi}{3})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Substituindo  $i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}$  tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_s^o \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-jn\psi} & e^{-j(n\psi - \frac{2\pi}{3})} & e^{-j(n\psi - \frac{4\pi}{3})} \\ e^{jn\psi} & e^{j(n\psi + \frac{4\pi}{3})} & e^{j(n\psi + \frac{2\pi}{3})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + 120^\circ) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\omega t + 240^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

### 3.3 - Transformações Monofásicas

No caso da alimentação ser monofásica a corrente cedida por duas fases é zero, enquanto que a corrente de uma fase é dada por:

$$\begin{aligned} i_{s1} &= \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ i_{s2} &= 0 \\ i_{s3} &= 0 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Sendo  $I_s$  o valor eficaz.

Tomando-se a expressão (3.4), e substituindo o conjunto de equações (3.10) tem-se:

$$\begin{bmatrix} i_s^o \\ i_s^d \\ i_s^q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos n\psi & -\frac{\cos n\psi}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \text{senn}\psi & -\frac{\cos n\psi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \text{senn}\psi \\ -\text{senn}\psi & \frac{\text{senn}\psi}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos n\psi & \frac{\text{senn}\psi}{2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cos n\psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Se a referência for no estator,  $n\phi = 0$

$$\begin{bmatrix} i_s^o \\ i_s^d \\ i_s^q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} I_s \cos \omega t \\ \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Nota-se na expressão (3.12) que:

$$i_s^d = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \cos \omega t \quad (3.13)$$

$$i_s^q = 0 \quad (3.14)$$



Assim o valor eficaz de  $i_s^d$  utilizado no capítulo 2 será:

$$I_s^d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \quad (3.15)$$

A tensão eficaz nominal, no eixo direto, é então dada por

$$V_s^d = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} V_s \quad (3.16)$$

Onde  $V_s$  é o valor eficaz.

Para as componentes simétricas instantâneas, toma-se a expressão (3.9):

$$\begin{bmatrix} i_s^o \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ e^{-jn\psi} & e^{-j(n\psi - \frac{2\pi}{3})} & e^{-j(n\psi - \frac{4\pi}{3})} \\ e^{jn\psi} & e^{j(n\psi + \frac{4\pi}{3})} & e^{j(n\psi + \frac{2\pi}{3})} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(3.17)

Sendo a referência no estator,  $n\psi = 0$

$$\begin{bmatrix} i_s^o \\ i_s^f \\ i_s^b \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ \sqrt{2} I_s \cos \omega t \\ \sqrt{2} I_s \cos \omega t \end{bmatrix}$$

(3.18)

Assim a componente simétrica instantânea é dada por:

$$i_s^f = i_s^b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \cos \omega t \quad (3.19)$$

### 3.4 - Correntes Instantâneas do Estator

A partir das transformações monofásicas, equação (3.19), tem-se:

$$i_s^f = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \cos \omega t \quad (3.20)$$

Sabe-se que:

$$\cos \omega t = \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \quad (3.21)$$

Dai pode-se dizer que:

$$i_s^f = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s \left( \frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} \right) \quad (3.22)$$

$$i_s^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} + \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.23)$$

Esta equação pode ser vista como está ilustrado na Figura (3.1), onde a máquina pode ser decomposta em duas máquinas girando em sentidos contrários.

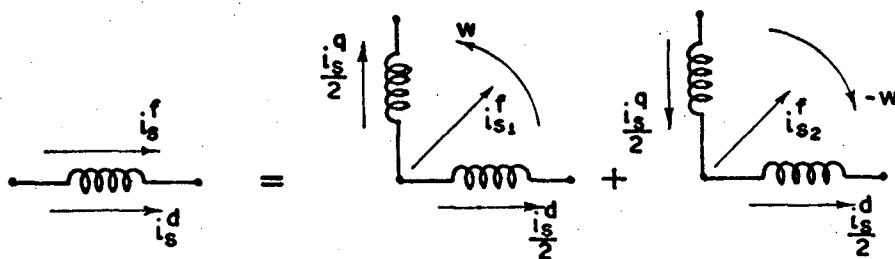


Figura 3.1 - Decomposição da máquina em duas máquinas girando em sentidos contrários.

Assim a equação (3.12) pode ser resolvida em duas soluções

$$i_s^f = i_{s1}^f + i_{s2}^f \quad (3.24)$$

Sendo

$$i_{s1}^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} \quad (3.25)$$

$$i_{s2}^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.26)$$

1<sup>a</sup>) Solução:  $i_{s1}^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t}$

Sabe-se que

$$i_{s1}^b = i_{s1}^{f*} \quad (3.27)$$

Então

$$i_{s1}^b = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.28)$$

$$2^a) \text{ Solução: } i_{s2}^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t}$$

Analogamente

$$i_{s2}^b = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} \quad (3.29)$$

A corrente instantânea do estator é dada por:

$$i_s^f = i_s^b = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \quad (3.30)$$

### 3.5 - Correntes Instantâneas do Rotor

Pela equação da máquina simétrica, expressão (1.44), [1], a tensão do rotor em componentes simétricas instantâneas é dada por:

$$v_r^f = m_{sr} (p + jn\psi' - jn\theta') i_s^f + \left[ R_r + L_r (p + jn\psi' - jn\theta') \right] i_r^f \quad (3.31)$$

Mas

$$v_r^f = 0 \quad \text{rotor em curto circuito}$$

$$\psi' = 0 \quad \text{referência no estator}$$

$$\theta' = \omega_m$$

Então

$$0 = m_{sr} (p - jn\omega_m) i_s^f + \left[ R_r + L_r (p - jn\omega_m) \right] i_r^f \quad (3.32)$$

Como no caso das correntes instantâneas do estator, divide-se a solução em duas parcelas, girando em sentido contrário

$$1^a) \text{ Solução: } i_{s1}^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t}$$

Sabe-se que  $i_{r1}^f$  será da forma:

$$i_{r1}^f = \bar{I}_r e^{j\omega t} \quad (3.33)$$

Logo a equação (3.32) fica:

$$0 = m_{sr} (p - jn\omega_m) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} + \left[ R_r + L_r (p - jn\omega_m) \right] \bar{I}_r e^{j\omega t} \quad (3.34)$$

$$0 = j\omega m_{sr} e^{j\omega t} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s - jn\omega_m m_{sr} e^{j\omega t} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s + R_r e^{j\omega t} \bar{I}_r + j\omega L_r e^{j\omega t} \bar{I}_r - jn\omega_m L_r e^{j\omega t} \bar{I}_r \quad (3.35)$$

$$0 = jm_{sr} (\omega - n\omega_m) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s + \left[ R_r + jL_r (\omega - n\omega_m) \right] \bar{I}_r \quad (3.36)$$

$$\bar{I}_r = \frac{-jm_{sr}(\omega - n\omega_m)}{R_r + jL_r(\omega - n\omega_m)} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \quad (3.37)$$

Fatorando tem-se

$$\bar{I}_r = \frac{-L_r m_{sr}(\omega - n\omega_m)^2 - jR_r m_{sr}(\omega - n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2(\omega - n\omega_m)^2} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \quad (3.38)$$

Substituindo  $\bar{I}_r$  na equação (3.33), obtém-se:

$$i_{r1}^f = \frac{-L_r m_{sr}(\omega - n\omega_m)^2 - jR_r m_{sr}(\omega - n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2(\omega - n\omega_m)^2} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} \quad (3.39)$$

A equação (3.39) pode ser escrita de maneira mais simplificada, do seguinte modo:

$$i_{r1}^f = (A - jB) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} \quad (3.40)$$

Onde

$$A = \frac{-L_r m_{sr}(\omega - n\omega_m)^2}{R_r^2 + L_r^2(\omega - n\omega_m)^2} \quad (3.41)$$

$$B = \frac{R_r m_{sr}(\omega - n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2(\omega - n\omega_m)^2} \quad (3.42)$$

Sabe-se que:

$$i_{r1}^b = i_{r1}^{f*} \quad (3.43)$$

Então

$$i_{r1}^b = (A + jB) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.44)$$

$$2^a) \text{ Solução: } i_{s2}^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} e^{-j\omega t}$$

Sabe-se que  $i_{r2}^f$  será da forma:

$$i_{r2}^f = \bar{I}_r e^{-j\omega t} \quad (3.45)$$

Logo a equação (3.32) fica:

$$0 = m_{sr} (p = jn\omega_m) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} + \left[ R_r + L_r (p - jn\omega_m) \right] \bar{I}_r e^{-j\omega t} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} 0 &= -jn\omega_m m_{sr} e^{-j\omega t} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s - jn\omega_m m_{sr} e^{-j\omega t} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s + R_r e^{-j\omega t} \bar{I}_r - \\ &= j\omega L_r e^{-j\omega t} \bar{I}_r = jn\omega_m L_r e^{-j\omega t} \bar{I}_r \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$0 = -jm_{sr} (\omega + n\omega_m) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s + \left[ R_r - jL_r (\omega + n\omega_m) \right] \bar{I}_r \quad (3.48)$$

$$\bar{I}_r = \frac{j m_{sr} (\omega + n\omega_m)}{R_r - jL_r (\omega + n\omega_m)} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \quad (3.49)$$

Fatorando tem-se

$$\bar{I}_r = \frac{-L_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)^2 + jR_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \quad (3.50)$$

Substituindo  $\bar{I}_r$  na equação (3.45), obtém-se:

$$i_{r2}^f = \frac{-L_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)^2 + jR_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.51)$$

A equação (3.23) escrita de maneira mais simplificada fica:

$$i_{r2}^f = (C + jD) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.52)$$

Onde

$$C = \frac{-L_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)^2}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \quad (3.53)$$

$$D = \frac{R_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \quad (3.54)$$



Sabe-se que:

$$i_{r2}^b = i_{r2}^{f*} \quad (3.55)$$

Então

$$i_{r2}^b = (C - jD) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} \quad (3.56)$$

A corrente instantânea do rotor é dada por:

$$i_r^f = (A - jB) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} + (C + jD) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} \quad (3.57)$$

$$i_r^f = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \left[ (A - jB) e^{j\omega t} + (C + jD) e^{-j\omega t} \right] \quad (3.58)$$

E,

$$i_r^b = (A + jB) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{-j\omega t} + (C - jD) \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s e^{j\omega t} \quad (3.59)$$

$$i_r^b = \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \left[ (A + jB) e^{-j\omega t} + (C - jD) e^{j\omega t} \right] \quad (3.60)$$

### 3.6. Corrente do Estator e do Rotor em componentes

'dq'

A partir das componentes simétricas instantâneas pode-se chegar às componentes dq através da expressão (3.61), [1]:

$$\begin{bmatrix} d \\ i_s \\ q \\ i_s \\ \dots \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \vdots & & & \\ & -j & j & & & \\ \dots & & & & & \\ & & & & & \\ & & & & 1 & 1 \\ & & & & -j & j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f \\ i_s \\ b \\ i_s \\ \dots \\ f \\ i_r \\ b \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

Substituindo os valores de  $i_s^f$  e  $i_s^b$  da equação (3.30)

tem-se:

a) corrente do estator  $i_s^d$

$$i_s^d = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_s^f + i_s^b) \quad (3.62)$$

$$i_s^d = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[ \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \right] \quad (3.63)$$

$$i_s^d = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \cos \omega t$$

(3.64)

b) corrente do estator  $i_s^q$

$$i_s^q = \frac{1}{\sqrt{2}} (-j i_s^f + j i_s^b) \quad (3.65)$$

$$i_s^q = \frac{j}{\sqrt{2}} \left[ \frac{-\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \right] \quad (3.66)$$

$$i_s^q = 0$$

(3.67)

As expressões (3.64) e (3.67) são as mesmas obtidas no item 3.3.

Substituindo os valores de  $i_r^f$  e  $i_r^b$  das equações (3.58) e (3.60) tem-se:

c) corrente do rotor  $i_r^d$

$$i_r^d = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_r^f + i_r^b) \quad (3.68)$$

$$i_r^d = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \left[ (A - jB) e^{j\omega t} + (C + jD) e^{-j\omega t} \right] + \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \left[ (A + jB) e^{-j\omega t} + (C - jD) e^{j\omega t} \right] \right\} \quad (3.69)$$

$$i_r^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ \frac{A}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + j \frac{B}{2} (-e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + \frac{C}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + j \frac{D}{2} (-e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) \right\} \quad (3.70)$$

$$i_r^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \{A \cos \omega t + B \sin \omega t + C \cos \omega t + D \sin \omega t\} \quad (3.71)$$

$$i_r^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \{(A + C) \cos \omega t + (B + D) \sin \omega t\} \quad (3.72)$$

$$i_r^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(A + C)^2 + (B + D)^2} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.73)$$

Onde

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{A+C}{B+D} \right) \quad (3.74)$$

e os valores de A, B, C e D estão nas equações (3.41), (3.42), (3.53) e (3.54) respectivamente.

d) corrente do rotor  $i_r^q$

$$i_r^q = \frac{1}{\sqrt{2}} (-j i_r^f + j i_r^b) \quad (3.75)$$

$$i_r^q = \frac{j}{\sqrt{2}} \left\{ \frac{-\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \left[ (A - jB) e^{j\omega t} + (C + jD) e^{-j\omega t} \right] + \frac{\sqrt{2}}{2\sqrt{3}} I_s \left[ (A + jB) e^{-j\omega t} + (C - jD) e^{j\omega t} \right] \right\} \quad (3.76)$$

$$i_r^q = j \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ \frac{A}{2} (-e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + j \frac{B}{2} (e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) + \frac{C}{2} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) + j \frac{D}{2} (-e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}) \right\} \quad (3.77)$$

$$i_r^q = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \{A \sin \omega t - B \cos \omega t - C \sin \omega t + D \cos \omega t\} \quad (3.78)$$

$$i_r^q = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \{(-B + D) \cos \omega t + (A - C) \sin \omega t\} \quad (3.79)$$

$$i_r^q = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(-B + D)^2 + (A - C)^2} \sin(\omega t + \beta) \quad (3.80)$$

Onde

$$\beta = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{-B + D}{A - C} \right) \quad (3.81)$$

e os valores de A, B, C e D estão nas equações (3.41), (3.42), (3.53) e (3.54) respectivamente.

### 3.7. Correntes Eficazes do Estator e do Rotor

Tomando as equações das correntes estatóricas  $i_s^d$  e rotóricas  $i_r^d$ ,  $i_r^q$ , em função do tempo, pode-se calcular os valores eficazes das mesmas.

Seja P o período de cada corrente em estudo

a) corrente eficaz do estator  $I_s^d$

$$|I_s^d| = \left[ \frac{1}{P} \int_0^P (i_s^d)^2 dt \right]^{1/2} \quad (3.82)$$

Substituindo a equação (3.64) e resolvendo a integral resulta.

$$\boxed{|I_s^d| = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s} \quad (3.83)$$

Convém ressaltar que no capítulo 2 foi utilizado o fator de multiplicação  $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ .

Onde  $I_s$  é a corrente eficaz nominal de placa do motor.

b) corrente eficaz do estator  $I_s^q$

Como o valor instantâneo da corrente  $i_s^q$  é zero, expressão (3.67), então

$$\boxed{|I_s^q| = 0} \quad (3.84)$$

c) corrente eficaz do rotor  $I_r^d$

Analogamente, a corrente eficaz do estator  $I_s^d$  tem-se:

$$|I_r^d| = \left[ \frac{1}{P} \int_0^P (i_r^d)^2 dt \right]^{1/2} \quad (3.85)$$

Substituindo a equação (3.73) tem-se

$$| I_r^d | = \left\{ \frac{1}{P} \int_0^P \left[ \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D) \text{sen}(\omega t + \alpha)} \right]^2 dt \right\}^{1/2} \quad (3.86)$$

Resolvendo a integral

$$| I_r^d | = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(A+C)^2 + (B+C)^2} \left\{ \frac{1}{\omega P} \left[ \frac{\omega P}{2} - \frac{\text{sen}2(\omega P + \alpha)}{4} + \frac{\text{sen}2\alpha}{4} \right] \right\}^{1/2} \quad (3.87)$$

mas

$$\omega = 2\pi f_s$$

$$P = \frac{1}{f_s}$$

Então

$$| I_r^d | = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.88)$$

Sendo os valores de A, B, C e D obtidos através das equações (3.41), (3.42), (3.53) e (3.54)

$$| I_r^d | = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \left\{ \left[ \frac{-L_r m_{sr} (\omega - n\omega_m)^2}{R_r^2 + L_r^2 (\omega - n\omega_m)^2} + \frac{-L_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)^2}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \right]^2 + \left[ \frac{R_r m_{sr} (\omega - n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega - n\omega_m)^2} + \frac{R_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (3.89)$$

Mas

$$n = \frac{\omega}{\omega_s} \quad (3.90)$$

$$n_1 = \frac{\omega_m}{\omega_s} \quad (3.91)$$

Então

$$n\omega_m = n_1\omega \quad (3.92)$$

$$\omega - n\omega_m = (1 - n_1)\omega \quad (3.93)$$

$$\omega + n\omega_m = (1 + n_1)\omega \quad (3.94)$$

$$|I_r^d| = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \left\{ \left[ \frac{-X_r X_{msr} (1-n_1)^2}{R_r^2 + X_r^2 (1-n_1)^2} - \frac{X_r X_{msr} (1+n_1)^2}{R_r^2 + X_r^2 (1+n_1)^2} \right]^2 + \left[ \frac{R_r X_{msr} (1-n_1)}{R_r^2 + X_r^2 (1-n_1)^2} + \frac{R_r X_{msr} (1+n_1)}{R_r^2 + X_r^2 (1+n_1)^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (3.95)$$

Resolvendo a expressão acima obtém-se:

$$|I_r^d| = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \left\{ \frac{\left[ -2R_r^2 X_r X_{msr} (1+n_1)^2 - 2X_r^3 X_{msr} (n_1^2 - 1)^2 \right]^2 + \left[ 2R_r^3 X_{msr} + 2R_r X_r^2 X_{msr} (1-n_1^2) \right]^2}{R_r^4 + 2(n_1^2 + 1)R_r^2 X_r^2 + (n_1^2 - 1)X_r^4} \right\}^{1/2} \quad (3.96)$$

Daí obtém-se a mesma expressão do valor eficaz de  $I_r^d$  obtida na equação (2.9); ou seja:



$$| I_r^d | = \frac{\left\{ \left[ -(1+n_1^2)R_r^2 X_r - (n_1^2-1)^2 X_r^3 \right]^2 + \left[ (1-n_1^2)R_r X_r^2 + R_r^3 \right]^2 \right\}^{1/2}}{R_r^4 + 2(n_1^2+1)R_r^2 X_r^2 + (n_1^2-1)^2 X_r^4} X_{msr} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} I_s$$

(3.97)

d) corrente eficaz do rotor  $I_r^q$

$$| I_r^q | = \left[ \frac{1}{P} \int_0^P (i_r^q)^2 dt \right]^{1/2} \quad (3.98)$$

Substituindo a equação (3.80) tem-se

$$| I_r^q | = \left\{ \frac{1}{P} \int_0^P \left[ \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(-B+D)^2 + (A-C)^2} \sin(\omega t + \beta) \right]^2 dt \right\}^{1/2} \quad (3.99)$$

Resolvendo a integral

$$| I_r^q | = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(-B+D)^2 + (A-C)^2} \left\{ \frac{1}{\omega P} \left[ \frac{\omega P}{2} - \frac{\sin 2(\omega P + \beta)}{4} + \frac{\sin 2\beta}{4} \right] \right\}^{1/2} \quad (3.100)$$

Efetuada as substituições de  $\omega$  e  $P$ , como no caso anterior, tem-se finalmente a equação para o valor eficaz da corrente do rotor no eixo em quadratura.

$$| I_r^q | = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(-B+D)^2 + (A-C)^2} \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3.101)$$

Onde os valores de  $A$ ,  $B$ ,  $C$  e  $D$  são dados pelas equações (3.41), (3.42), (3.53) e (3.54)

$$|I_r^q| = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \left\{ \left[ \frac{-R_r m_{sr} (\omega - n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega - n\omega_m)^2} + \frac{R_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \right]^2 + \left[ \frac{-L_r m_{sr} (\omega - n\omega_m)^2}{R_r^2 + L_r^2 (\omega - n\omega_m)^2} - \frac{-L_r m_{sr} (\omega + n\omega_m)^2}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (3.102)$$

Sabe-se que:

$$\omega - n\omega_m = (1 - n_1)\omega \quad (3.103)$$

$$\omega + n\omega_m = (1 + n_1)\omega \quad (3.104)$$

Então,

$$|I_r^q| = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \left\{ \left[ \frac{-R_r X_{msr} (1 - n_1)}{R_r^2 + X_r^2 (1 - n_1)^2} + \frac{R_r X_{msr} (1 + n_1)}{R_r^2 + X_r^2 (1 + n_1)^2} \right]^2 + \left[ \frac{-X_r X_{msr} (1 - n_1)^2}{R_r^2 + X_r^2 (1 - n_1)^2} + \frac{X_r X_{msr} (1 + n_1)^2}{R_r^2 + X_r^2 (1 + n_1)^2} \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (3.105)$$

Resolvendo a expressão acima chega-se:

$$|I_r^q| = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \frac{\left\{ \left[ 2n_1 R_r^3 - 2n_1 R_r X_r^2 + 2n_1^3 R_r X_r^2 \right]^2 + \left[ 4n_1 R_r^2 X_r \right]^2 \right\}^{1/2}}{R_r^4 + 2(n_1^2 + 1) R_r^2 X_r^2 + (n_1^2 - 1)^2 X_r^4} \quad (3.106)$$

Multiplicando-se o numerador e o denominador por  $(R_r^2 + X_r^2)$  obtém-se a mesma expressão do valor eficaz de  $I_r^q$  obtido na equação (2.13); ou seja:

$$|I_r^q| = \frac{\left\{ \left[ R_r^5 + n_1^2 R_r X_r^2 + (n_1^2 - 1) R_r X_r^4 \right]^2 + \left[ 2R_r^2 X_r (R_r^2 + X_r^2) \right]^2 \right\}^{1/2}}{R_r^6 + R_r^4 X_r^2 (2n_1^2 + 3) + R_r^2 X_r^4 (n_1^4 + 3) + (n_1^2 - 1)^2 X_r^6} \quad (3.107)$$

### 3.8. Equação da Tensão Instantânea do Estator

Pela expressão (1.2.a) tem-se a tensão instantânea do estator que é dada por:

$$v_s^d = (R_s + pL_s) i_s^d + p m_{sr} i_r^d - m_{sr} \psi' i_r^q \quad (3.108)$$

Sendo a referência no estator  $\psi' = 0$ , e substituindo os valores das correntes correspondentes, equações (3.64), (3.73) e (3.80), tem-se:

$$v_s^d = (R_s + pL_s) \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \cos \omega t + p m_{sr} \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.109)$$

$$v_s^d = \frac{2}{\sqrt{3}} R_s I_s \cos \omega t - \frac{2}{\sqrt{3}} \omega L_s I_s \sin \omega t + \frac{I_s}{\sqrt{3}} \omega m_{sr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \cos(\omega t + \alpha) \quad (3.110)$$

$$v_s^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ 2R_s \cos \omega t - 2X_s \sin \omega t + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} [\cos \omega t \cos \alpha - \sin \omega t \sin \alpha] \right\} \quad (3.111)$$

$$v_s^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ \left[ 2R_s + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \cos \alpha \right] \cos \omega t + \left[ -2X_s - X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \sin \alpha \right] \sin \omega t \right\} \quad (3.112)$$

$$v_s^d = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ \left[ 2R_s + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \cos\alpha \right]^2 + \left[ -2X_s - X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \sin\alpha \right]^2 \right\}^{1/2} \sin(\omega t + \gamma) \quad (3.113)$$

Onde

$$\gamma = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{2R_s + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \cos\alpha}{-2X_s - X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \sin\alpha} \right] \quad (3.114)$$

e os valores de A, B, C, D e  $\alpha$  são dados pelas equações (3.41), (3.42), (3.53), (3.54) e (3.74) respectivamente.

### 3.9. Equação do Fluxo Instantâneo do Estator:

O fluxo instantâneo em função das correntes do estator e rotor em componentes dq0, [1], é dada pela expressão (3.115)

$$\begin{bmatrix} \phi_s^0 \\ \phi_s^\alpha \\ \phi_s^\beta \\ \dots \\ \phi_r^0 \\ \phi_r^\alpha \\ \phi_r^\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s0} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \dots & 0 & m_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & L_s & \dots & 0 & 0 & m_{sr} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & L_{r0} & 0 & 0 \\ 0 & m_{sr} & 0 & \dots & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & m_{sr} & \dots & 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^0 \\ i_s^\alpha \\ i_s^\beta \\ \dots \\ i_r^0 \\ i_r^d \\ i_r^q \end{bmatrix} \quad (3.115)$$

$$\phi_s^\alpha = \phi_s^d = \phi_s \quad (3.116)$$

$$\phi_s = L_s i_s + m_{sr} i_r^d \quad (3.117)$$

Com a referência no estator

$$i_s^\alpha = i_s^d \quad (3.118)$$

Substituindo os valores das correntes  $i_s^d$ , equação (3.64), e  $i_r^d$ , equação (3.73) tem-se:

$$\phi_s = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \cos \omega t + \frac{I_s}{\sqrt{3}} m_{sr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.119)$$

$$\phi_s = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ 2L_s \cos \omega t + m_{sr} \left[ (A+C) \cos \omega t + (B+D) \sin \omega t \right] \right\} \quad (3.120)$$

$$\phi_s = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ \left[ 2L_s + m_{sr} (A+C) \right] \cos \omega t + m_{sr} (B+D) \sin \omega t \right\} \quad (3.121)$$

$$\phi_s = \frac{I_s}{\sqrt{3}} \left\{ \left[ 2L_s + m_{sr} (A+C) \right]^2 + \left[ m_{sr} (B+D) \right]^2 \right\}^{1/2} \sin(\omega t + \rho) \quad (3.122)$$

Onde

$$\rho = \text{tg}^{-1} \left[ \frac{2L_s + m_{sr} (A+C)}{m_{sr} (B+D)} \right] \quad (3.123)$$

Sendo os valores de A, B, C, D e  $\alpha$  dados pelas equa

ções (3.41), (3.42), (3.53), (3.54) e (3.74) respectivamente

### 3.10. Equação do Torque Instantâneo:

A equação do torque para regimes transitórios é dada pela equação (1.2.b)

$$T = -nm_{sr} (i_s^d i_r^q) \quad (1.2.b)$$

Tomando como base esta equação e substituindo os valores de  $i_s^d$  e  $i_r^q$  das equações (3.64) e (3.80) respectivamente, tem-se:

$$T = -nm_{sr} \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \cos\omega t \frac{I_s}{\sqrt{3}} \sqrt{(-B+D)^2 + (A-C)^2} \sin(\omega t + \beta) \quad (3.124)$$

$$T = -\frac{2}{3} nm_{sr} I_s^2 \cos\omega t \left[ (-B+D) \cos\omega t + (A-C) \sin\omega t \right] \quad (3.125)$$

$$T = -\frac{2}{3} nm_{sr} I_s^2 \left[ (-B+D) \left( \frac{1}{2} + \frac{\cos 2\omega t}{2} \right) + (A-C) \frac{\sin 2\omega t}{2} \right] \quad (3.126)$$

$$T = -\frac{1}{3} nm_{sr} I_s^2 \left[ (-B+D) + \sqrt{(-B+D)^2 + (A-C)^2} \sin(2\omega t + \beta) \right] \quad (3.127)$$

Onde os valores de A, B, C, D e  $\beta$  são dados pelas equações (3.41), (3.42), (3.53), (3.54) e (3.81).

### 3.11. Equação do Torque Médio:

A partir da equação do torque instantâneo, (3.127), pode-se chegar à equação do torque médio resolvendo a integral,

no intervalo de um período.

$$T = -\frac{1}{3} n m_{sr} I_s^2 (-B+D) \quad (3.128)$$

Substituindo os valores de B e D das equações (3.42) e (3.54) respectivamente, tem-se a equação (3.129) para o torque médio do motor

$$T = -\frac{1}{3} n m_{sr}^2 I_s^2 \left[ \frac{R_r (\omega - n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega - n\omega_m)^2} + \frac{R_r (\omega + n\omega_m)}{R_r^2 + L_r^2 (\omega + n\omega_m)^2} \right] \quad (3.129)$$

A equação (3.129) representa uma expressão mais resumida para o torque médio. Utilizando as transformações

$$\omega - n\omega_m = (1-n_1)\omega \quad (3.130)$$

$$\omega + n\omega_m = (1+n_1)\omega \quad (3.131)$$

e, multiplicando o numerador e o denominador por  $(R_r^2 + X_r^2)$  chega-se à mesma expressão (2.29), calculada anteriormente.

### 3.12. Obtenção das Características Instantâneas do Motor Utilizado

Para o mesmo motor analisado no capítulo 2 foram obtidas as curvas das Figuras (3.2), (3.3), (3.4) e (3.5), originadas das equações (3.64), (3.113), (3.122), (3.127) em componentes simétricas instantâneas, regime permanente senoidal.

As figuras mostram a variação das características em função da variação da frequência rotórica. A frequência do rotor

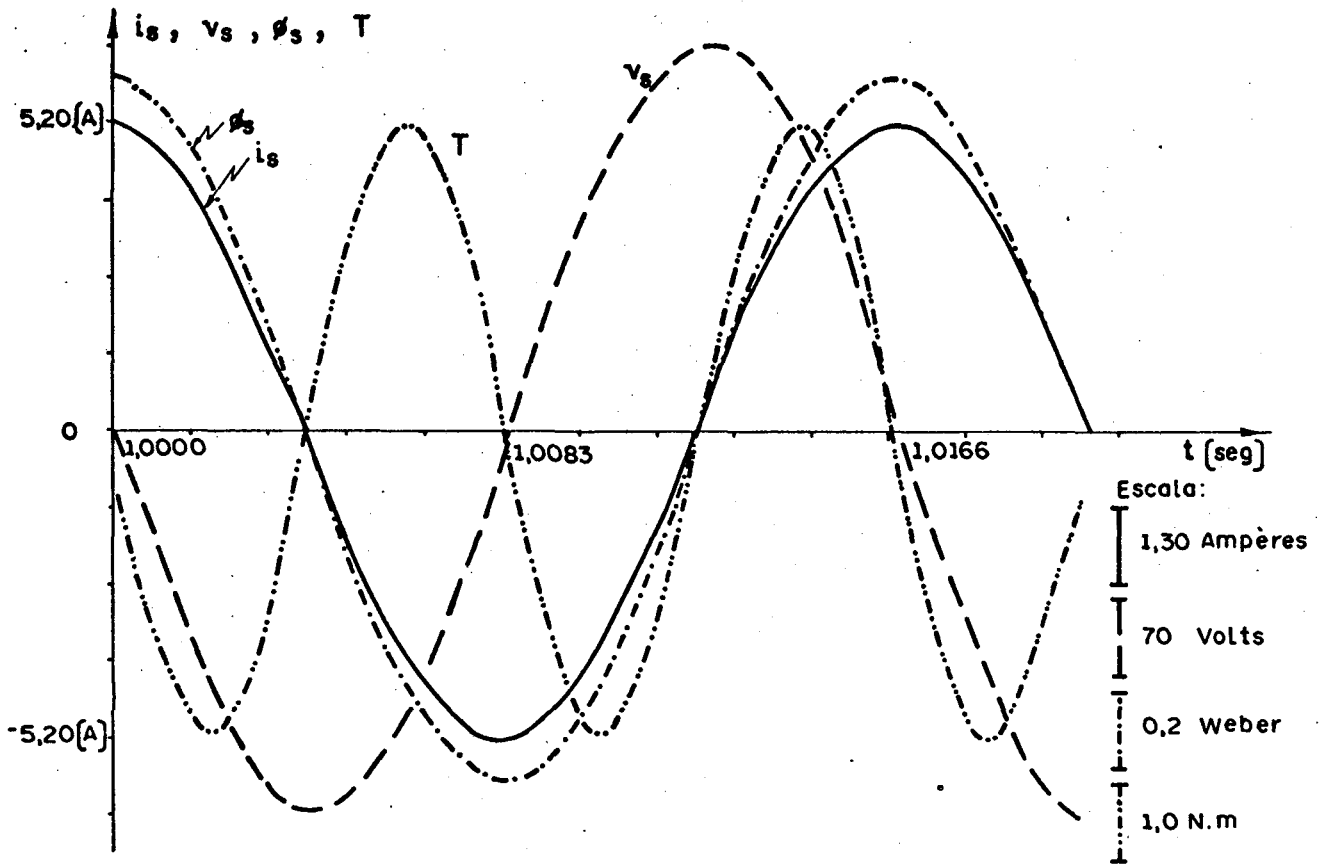


Figura 3.2 - Corrente de alimentação senoidal, frequência de alimentação 60 Hz, frequência do rotor nula.

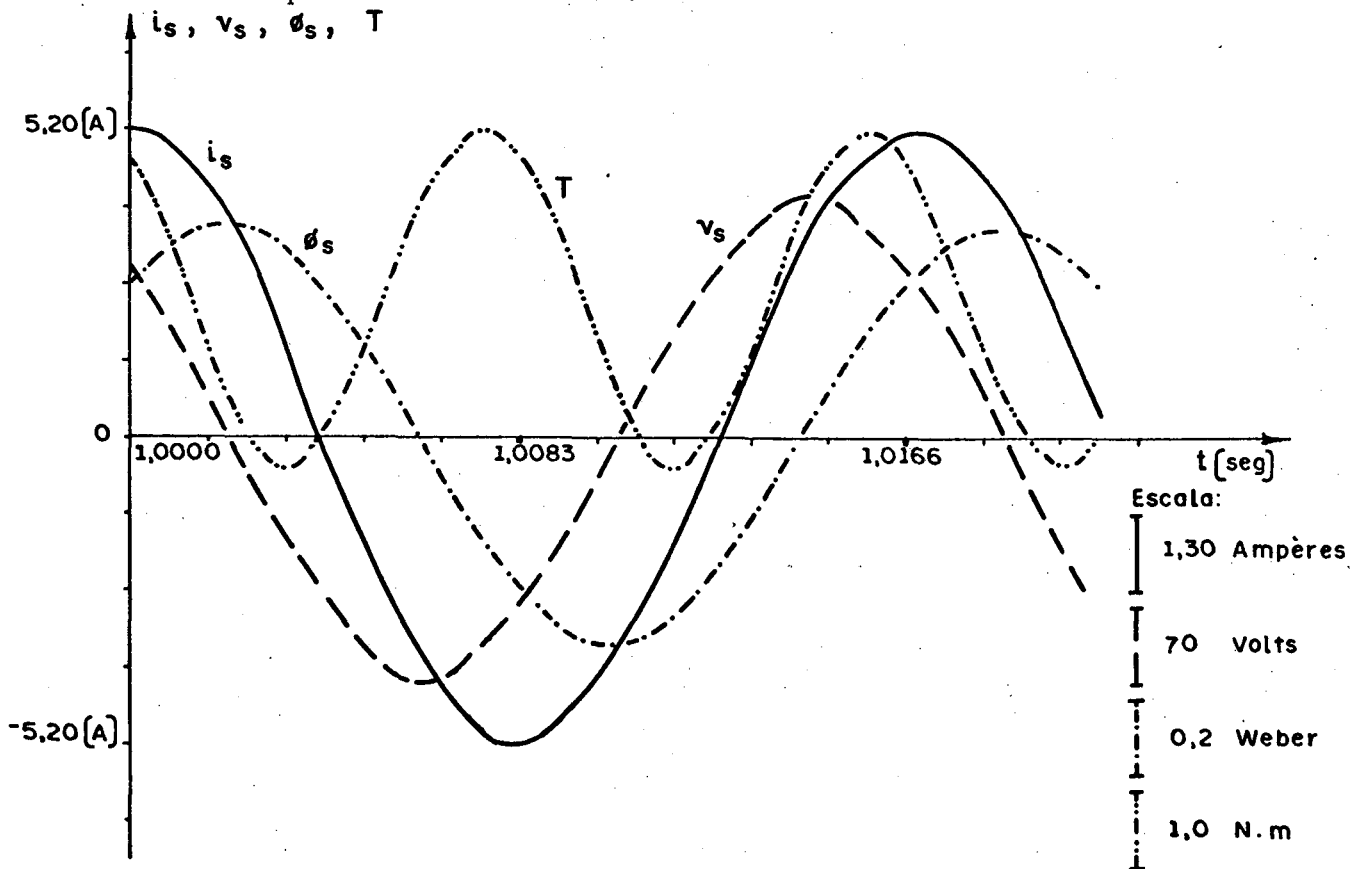


Figura 3.3 - Corrente de alimentação senoidal, frequência de alimentação 60 Hz, frequência do rotor nominal (2,5 Hz).



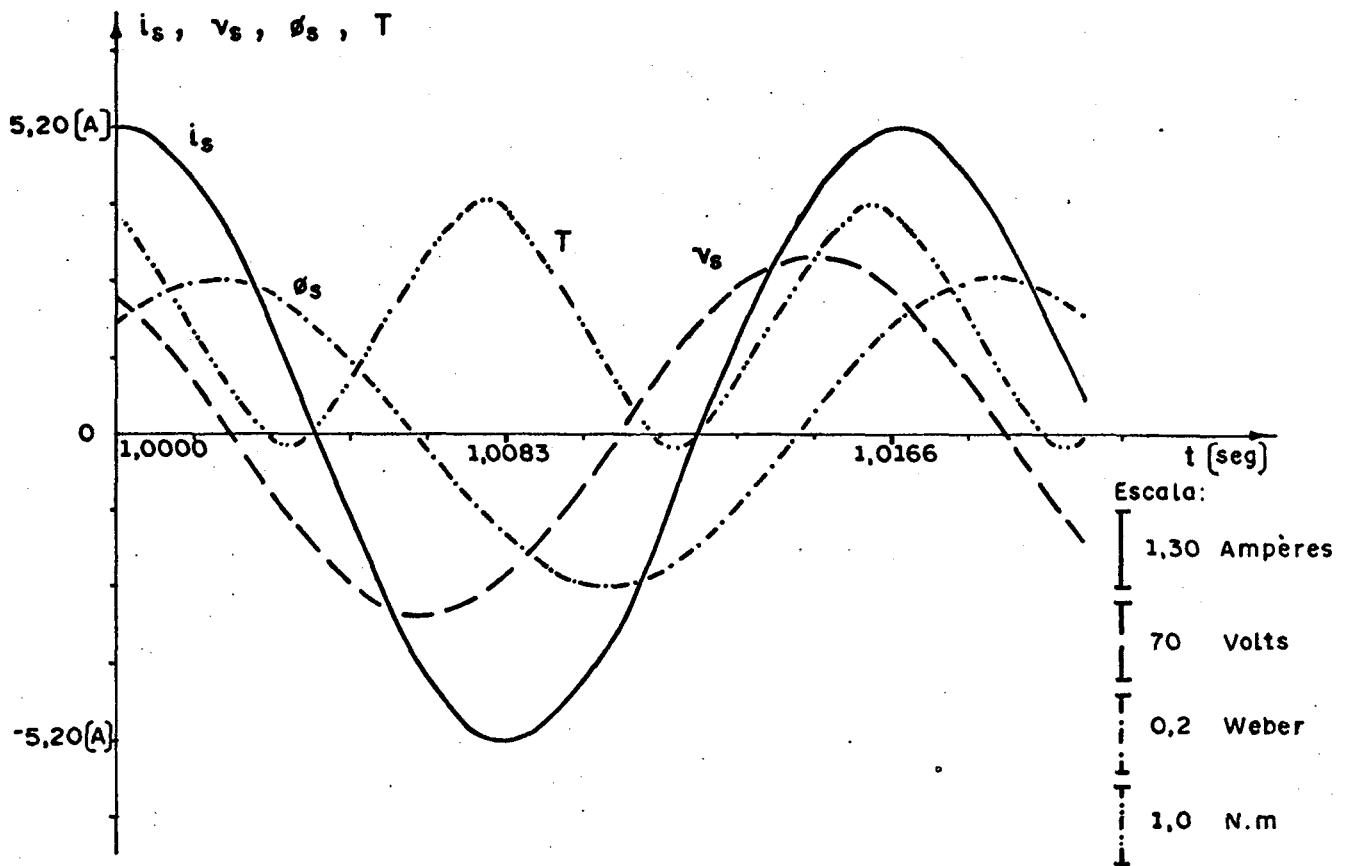


Figura 3.4 - Corrente de alimentação senoidal, frequência de alimentação 60Hz, frequência do rotor 4,0 Hz.

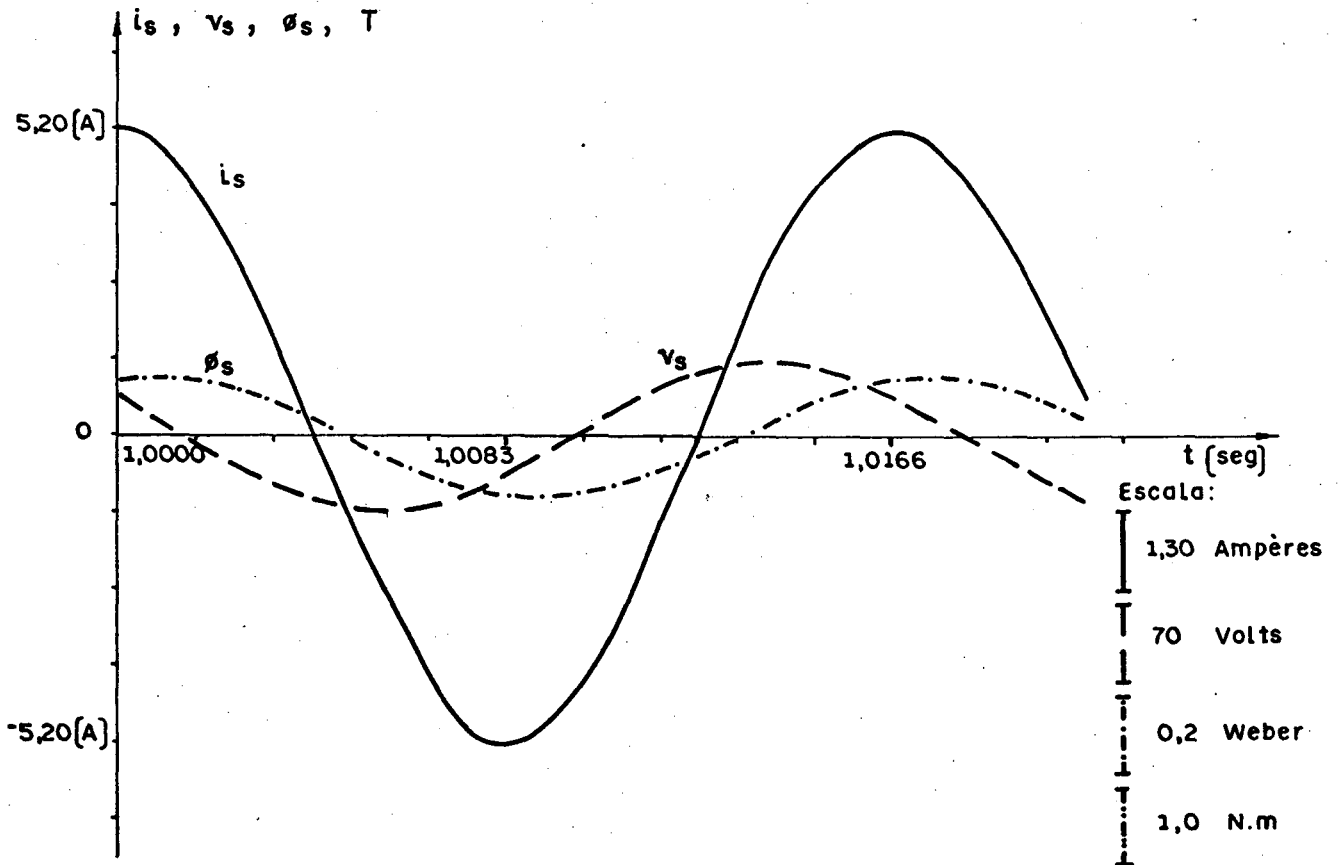


Figura 3.5 - Corrente de alimentação senoidal, frequência de alimentação 60Hz, rotor travado, frequência do rotor 60 Hz.

nominal é 2,5 Hz, dada pela equação (2.39).

### 3.13. Simulação das Grandezas Instantâneas

Com a finalidade de testar a validade das equações da tensão do estator, fluxo do estator e torque do motor, em componentes simétricas instantâneas, fez-se uma simulação com corrente de alimentação senoidal, a uma frequência de 60 Hz, empregando o modelo de Park que é representado pelas expressões (1.2.a) e (1.2.b).

$$\begin{bmatrix} d \\ v_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pm_{sr} & -m_{sr}\psi' \\ pm_{sr} & R_r + pL_r & -nL_r(\psi' - \theta') \\ nm_{sr}(\psi' - \theta') & nL_r(\psi' - \theta') & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ i_s \\ i_r \\ q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1.2.a)$$

$$T = -nm_{sr} \begin{pmatrix} d & q \\ i_s & i_r \end{pmatrix} \quad (1.2.b)$$

Colocando a referência no estator ( $\psi' = 0$ ), fazendo  $\theta' = \omega_m$  e derivando em relação ao tempo  $p = \frac{d}{dt}$ , tem-se a expressão (3.50)

$$\begin{bmatrix} d \\ v_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + \frac{d}{dt} L_s) & \frac{d}{dt} m_{sr} & 0 \\ \frac{d}{dt} m_{sr} & (R_r + \frac{d}{dt} L_r) & n\omega_m L_r \\ -n\omega_m m_{sr} & -n\omega_m L_r & (R_r + \frac{d}{dt} L_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ i_s \\ i_r \\ q \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.132.a)$$

$$T = -nm_{sr} \begin{pmatrix} d & q \\ i_s & i_r \end{pmatrix} \quad (3.132.b)$$

Mas

$$n = \frac{\omega}{\omega_s} \quad (3.133)$$

$$n_1 = \frac{\omega_m}{\omega_s} \quad (3.134)$$

Substituindo as equações (3.133);(3.134), equação (3.132.a) tem-se:

$$\begin{bmatrix} d \\ v_s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + \frac{d}{dt} L_s) & \frac{d}{dt} m_{sr} & 0 \\ \frac{d}{dt} m_{sr} & (R_r + \frac{d}{dt} L_r) & n_1 X_r \\ -n_1 X_{msr} & -n_1 X_r & (R_r + \frac{d}{dt} L_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ i_s \\ i_r \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.135.a)$$

$$T = -nm_{sr} \begin{pmatrix} d & q \\ i_s & i_r \end{pmatrix} \quad (3.135.b)$$

Seja

$$v_s^d = v_s \quad (3.136)$$

$$i_s^d = i_s \quad (3.137)$$

Então a equação (3.135.a) pode ser escrita:

$$v_s = R_s i_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) i_s + m_{sr} \left(\frac{d}{dt}\right) i_r^d \quad (3.138)$$

$$0 = m_{sr} \left(\frac{d}{dt}\right) i_s + R_r i_r^d + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) i_r^d + n_1 X_r i_r^q \quad (3.139)$$

$$0 = -n_1 X_{msr} i_s - n_1 X_r i_r^d + R_r i_r^q + L_r \left(\frac{d}{dt}\right) i_r^q \quad (3.140)$$

As equações de estado para as correntes  $i_r^d$  e  $i_r^q$  serão

$$\left(\frac{d}{dt}\right) i_r^d = \frac{-m_{sr}}{L_r} \left(\frac{d}{dt}\right) i_s - \frac{R_r}{L_r} i_r^d - n_1 \frac{X_r}{L_r} i_r^q \quad (3.141)$$

$$\left(\frac{d}{dt}\right) i_r^q = \frac{n_1 X_{msr}}{L_r} i_s + \frac{n_1 X_r}{L_r} i_r^d - \frac{R_r}{L_r} i_r^q \quad (3.142)$$

Mas

$$n_1 \frac{X_r}{L_r} = n \omega_m \quad (3.143)$$

Então

$$n_1 \frac{X_{msr}}{L_r} = n \omega_m \frac{m_{sr}}{L_r} \quad (3.144)$$

$$\left(\frac{d}{dt}\right) i_r^d = \frac{-m_{sr}}{L_r} \left(\frac{d}{dt}\right) i_s - \frac{R_r}{L_r} i_r^d - n \omega_m i_r^q \quad (3.145)$$

$$\left(\frac{d}{dt}\right) i_r^q = n \omega_m \frac{m_{sr}}{L_r} i_s + n \omega_m i_r^d - \frac{R_r}{L_r} i_r^q \quad (3.146)$$

Matricialmente tem-se:

$$\left(\frac{d}{dt}\right) \begin{bmatrix} d \\ i_r \\ q \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & -n\omega_m \\ -\frac{R_r}{L_r} & \\ n\omega_m & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ i_r \\ q \\ i_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{m_{sr}}{L_r} \\ n\omega_m \frac{m_{sr}}{L_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ (\frac{d}{dt}) i_s \end{bmatrix} \quad (3.147)$$

Através das expressões (3.147) consegue-se os valores instantâneos das correntes rotóricas  $i_r^d$  e  $i_r^q$ .

A tensão instantânea do estator é dada pela equação (3.148)

$$v_s = R_s i_s + L_s \left(\frac{d}{dt}\right) i_s + m_{sr} \left(\frac{d}{dt}\right) i_r^d \quad (3.148)$$

O fluxo instantâneo do estator será:

$$\phi_s = L_s i_s^d + m_{sr} i_r^d \quad (3.149)$$

Para o torque instantâneo tem-se:

$$T = -n m_{sr} (i_s^q i_r^q) \quad (3.150)$$

Com a simulação da expressão (3.147) e posteriormente substituídas nas equações (3.148), (3.149) e (3.150) obtém-se as curvas das Figuras (3.2), (3.3) e (3.4).

### 3.14. Análise das Características Instantâneas Ob- tidas

Analisando as características instantâneas obtidas, para regime permanente senoidal, constata-se que:

a) o motor comporta-se como circuito indutivo, principalmente a vazio, com a corrente atrasada  $90^\circ$  em relação à tensão.

b) para determinados valores da corrente do estator ( $I_s$ ) e frequência rotórica nula, a tensão nos terminais do motor pode tornar-se superior à sua tensão nominal de placa.

c) os valores da tensão e fluxo do estator são inversamente proporcionais à frequência do rotor, ou seja, à medida que esta aumenta, a tensão e o fluxo diminuem.

d) a frequência do torque instantâneo é duas vezes a frequência da corrente de alimentação.

e) o torque do motor é ondulado, e esta ondulação torna-se mais crítica para baixas velocidades mecânicas.

f) o torque médio do motor para a frequência do rotor nula é praticamente nulo. A medida que a frequência rotórica vai aumentando ele também aumenta.

g) para a frequência do rotor igual à frequência do estator, rotor travado, o torque instantâneo é nulo. Isto pode ser visto na Figura (3.5).

Para alimentação do motor monofásico de indução em corrente, regime permanente, velocidade constante, o desenvolvi

mento analítico é mais simples e conseqüentemente pode-se chegar às expressões analíticas para a tensão do estator, fluxo do estator e o torque do motor, em componentes simétricas instantâneas.

Comparando os valores obtidos através da simulação do motor monofásico, item 3.13, com os respectivos valores das expressões analíticas das equações (3.113), (3.122), (3.127), nota-se que a precisão é satisfatória.

Uma das vantagens que as componentes simétricas instantâneas oferece é que a expressão do torque médio, calculada aqui neste capítulo, fica reduzida, em comparação à obtida no capítulo 2.

## CAPÍTULO 4

## ESTUDO DO COMUTADOR ASSOCIADO AO MOTOR

4.1 - Introdução

Neste capítulo será estudado o comutador, observando-se os valores da tensão máxima no capacitor e os intervalos de tempo ocorridos durante a comutação.

Nesse estudo, o comutador e o motor não podem ser dissociados, pois os parâmetros do motor exercem influência sobre o comportamento do comutador e vice-versa.

O estudo global permite a caracterização completa do comportamento do comutador, sobretudo no que diz respeito à comutação dos tiristores.

4.2 - Seqüências de Funcionamento do Comutador

O "comutador" ou "inversor de corrente" apresenta a estrutura dada pela Figura (4.1), onde:

$T_1, T_2, T_3, T_4$  - são os tiristores

$D_1, D_2, D_3, D_4$  - diodos de isolamento

$C_p$  - condensador do comutador

Os diodos recebem este nome porque impedem a descar



ga dos capacitores.

Os capacitores permitem a aplicação de tensão inversa nos tiristores, causando o bloqueio.

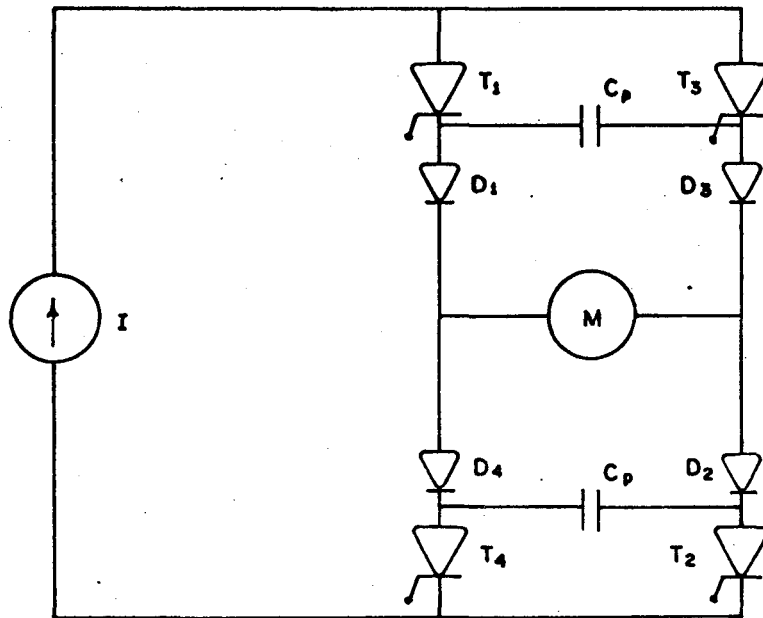


Figura 4.1 - Estrutura do inversor de corrente, denominado "comutador".

A seguir são apresentadas as seqüências de funcionamento do comutador.

### 1ª Seqüência ( $t_0, t_1$ )

Os componentes  $T_1, D_1, D_2, T_2$  conduzem a corrente de carga.

Os condensadores  $C_p$  encontram-se carregados com tensão  $-V_{co}$ .

A Figura (4.2) ilustra esta 1ª seqüência.

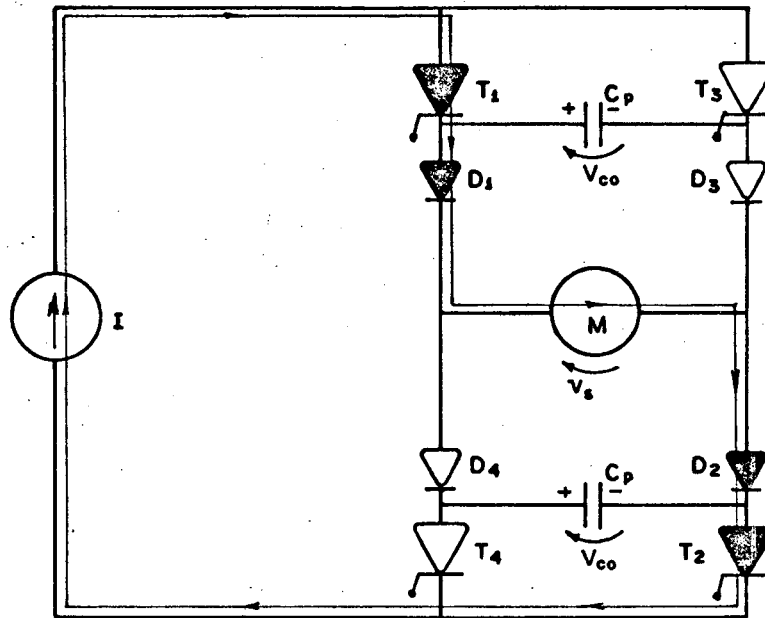


Figura 4.2 - 1<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador

### 2<sup>a</sup> Seqüência ( $t_1, t_2$ )

No início desta seqüência os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  são disparados, enquanto os tiristores  $T_1$  e  $T_2$  são bloqueados quase instantaneamente.

Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  permanecem bloqueados.

Os capacitores  $C_p$  descarregam com corrente constante.

A circulação da corrente pode ser visto na Figura (4.3).

Os diodos  $D_3$  e  $D_4$  entram em condução quando  $v_c = v_s$ , instante em que inicia-se a 3<sup>a</sup> seqüência.

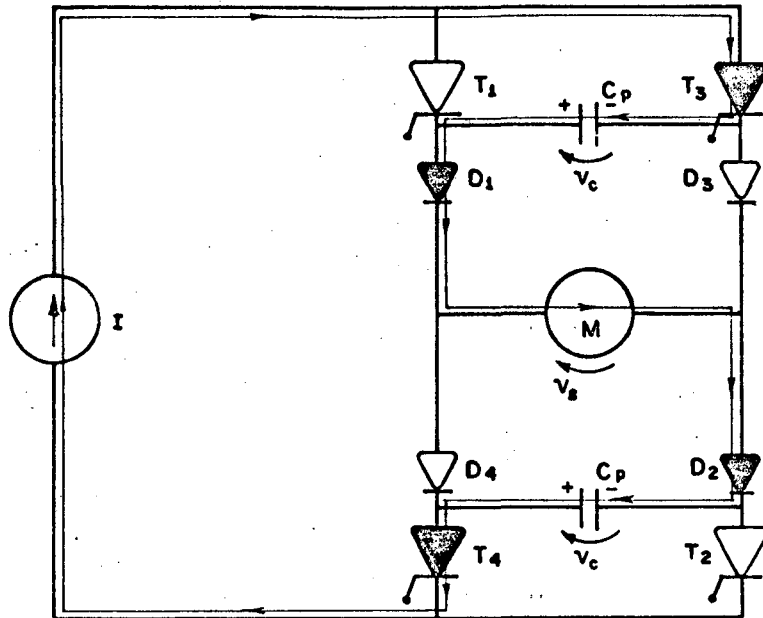


Figura 4.3 - 2<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador

### 3<sup>a</sup> Seqüência ( $t_2, t_3$ )

Os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  continuam conduzindo enquanto os tiristores  $T_1$  e  $T_2$  permanecem bloqueados.

Os diodos  $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$  conduzem e neste instante tem-se a comutação na sua etapa principal.

A tensão no capacitor cresce até o seu valor máximo  $V_{co}$ , e quando esta tende a decrescer os diodos  $D_1$  e  $D_2$  bloqueiam e assim inicia-se a 4<sup>a</sup> seqüência.

O instante da comutação é dada pela Figura (4.4)

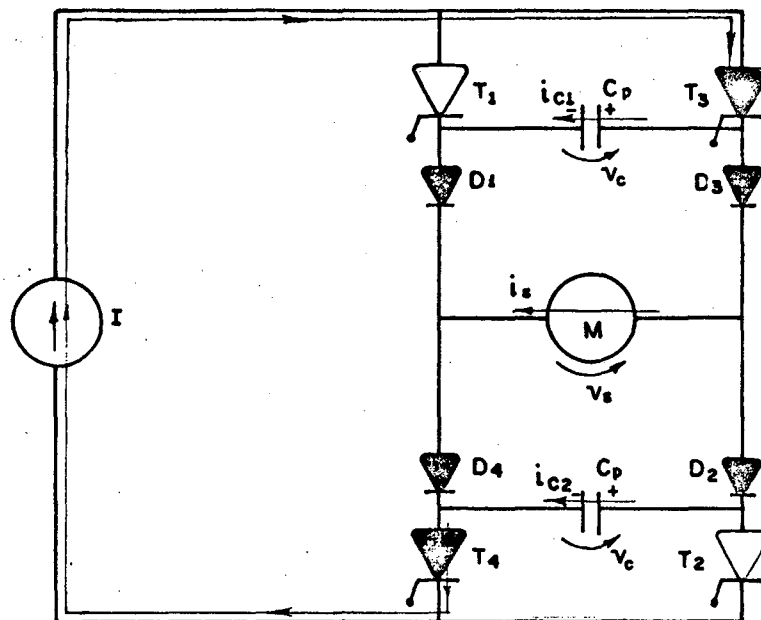


Figura 4.4 - 3<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador

#### 4<sup>a</sup> Seqüência ( $t_3, t_4$ )

Os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  e os diodos  $D_3$  e  $D_4$  conduzem agora a corrente de carga.

Os capacitores  $C_p$  estão carregados com polaridades adequadas para a comutação seguinte. Isto pode ser melhor ilustrado pela Figura (4.5).

#### 5<sup>a</sup> Seqüência ( $t_4, t_5$ )

Os tiristores  $T_1$  e  $T_2$  são disparados, e os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  são bloqueados quase instantaneamente.

Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  permanecem bloqueados.

Os capacitores  $C_p$  descarregam com corrente constante.

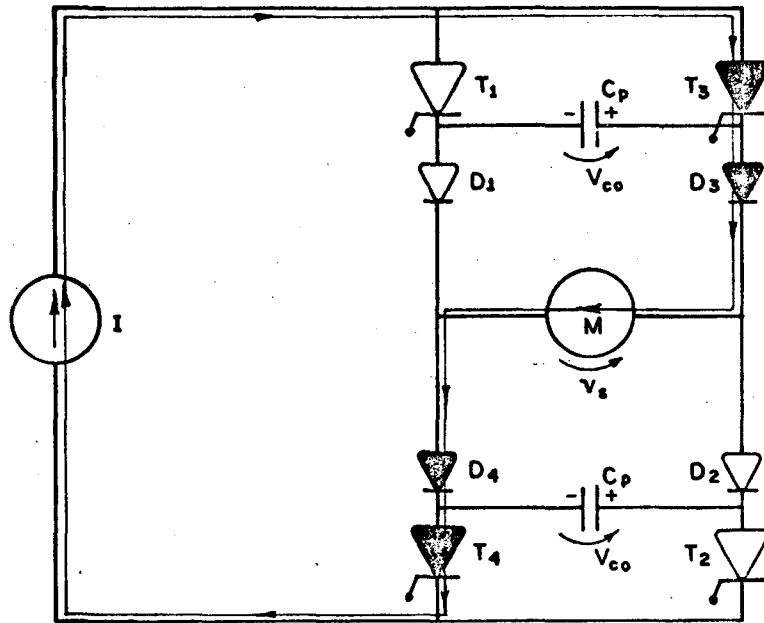


Figura 4.5 - 4<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador

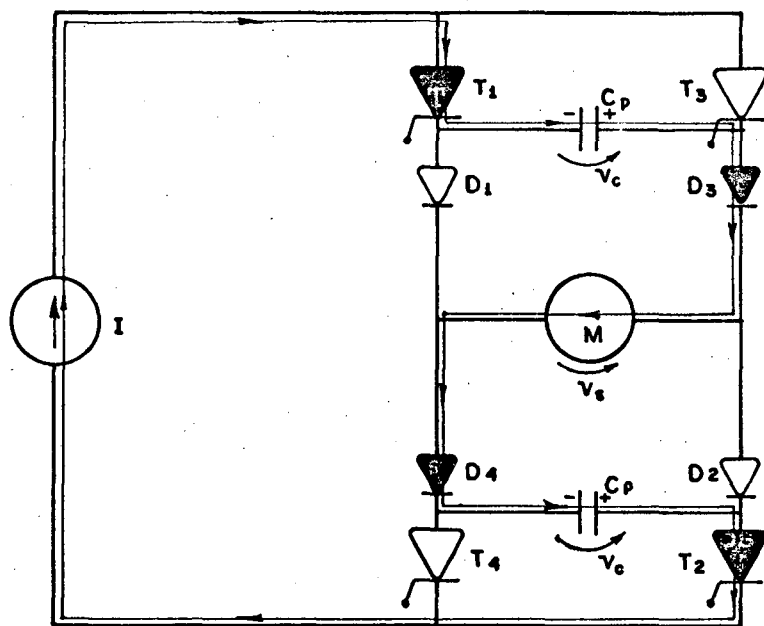


Figura 4.6 - 5<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador

A Figura (4.6) indica o caminho da corrente de car-

ga.

Os diodos  $D_1$  e  $D_2$  entram em condução quando  $v_c = v_s$ , e assim inicia-se a 6<sup>a</sup> seqüência.

6<sup>a</sup> Seqüência ( $t_5, t_0$ )

Os tiristores  $T_1$  e  $T_2$  continuam conduzindo e os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  permanecem bloqueados.

Neste instante de comutação os diodos  $D_1, D_2, D_3$  e  $D_4$  estão conduzindo, conforme mostra a Figura (4.7).

A tensão no capacitor cresce até um valor máximo  $V_{c0}$ , e quando tende a decrescer os diodos  $D_3$  e  $D_4$  bloqueiam. Assim inicia-se a 1<sup>a</sup> seqüência novamente.

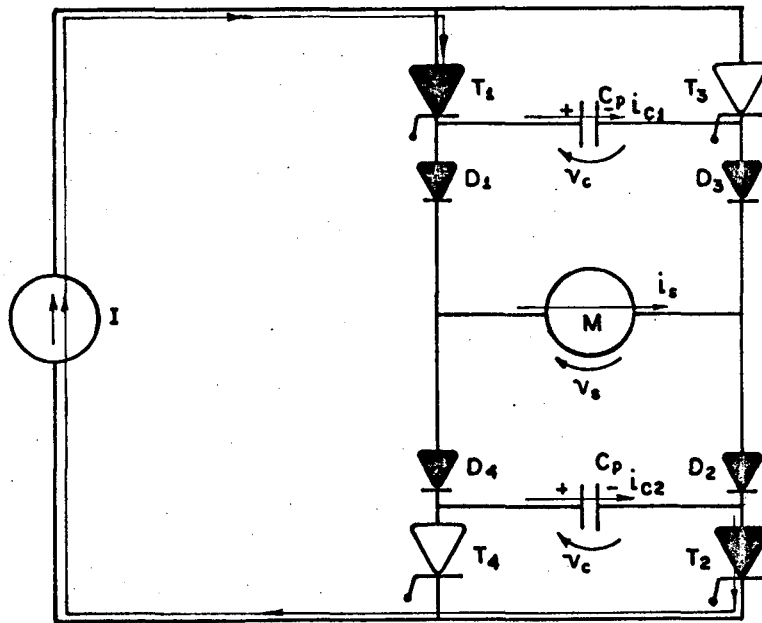


Figura 4.7 - 6<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador

### 4.3 - Estudo Analítico da Comutação

Primeiramente serão realizados estudos analíticos para cada seqüência de operação até a 4<sup>a</sup> seqüência, ou seja, de  $t_0$  até  $t_4$ , pois as demais seqüências são apenas uma repetição das anteriores.

a) 1<sup>a</sup> Seqüência ( $t_0, t_1$ )

A corrente do motor  $i_s$  é dada por:

$$i_s = I \quad (4.1)$$

A tensão do capacitor é constante neste intervalo de tempo.

$$v_c = -V_{co} \quad (4.2)$$

b) 2<sup>a</sup> Seqüência ( $t_1, t_2$ )

O capacitor do comutador  $C_p$  descarrega-se com corrente constante, então.

$$v_c(t) = -V_{co} + \frac{I}{C_p} t \quad (4.3)$$

O tempo de aplicação da tensão inversa sobre os tiristores é dada por

$$\tau_q = \frac{V_{co} \cdot C_p}{I} \quad (4.4)$$

c) 3<sup>a</sup> Seqüência ( $t_2, t_3$ )

Durante este intervalo da comutação, pela Figura (4.4) pode-se dizer que:

$$i_{c1} + i_s + i_{c2} = I \quad (4.5)$$

A tensão no capacitor cresce e atinge o valor máximo  $V_{co}$ . A equação é dada por:

$$v_c(t) = -V_{co} + \frac{I\tau_1}{C_p} + \frac{1}{C_p} \cdot \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} \left( \frac{I}{2} - \frac{i_s(t)}{2} \right) dt \quad (4.6)$$

Onde

$\tau_1$  - intervalo de tempo de descarga do capacitor com corrente constante.

$\tau_2$  - intervalo de tempo de carregamento do capacitor com corrente "não" constante.

d) 4<sup>a</sup> Sequência ( $t_3, t_4$ )

De maneira análoga à 1<sup>a</sup> sequência tem-se:

$$i_s = -I \quad (4.7)$$

$$v_c = +V_{co} \quad (4.8)$$

#### 4.4. Corrente de Fase do Motor

Durante a 3<sup>a</sup> sequência ( $t_2, t_3$ ), a indutância de dispersão do motor está associado em paralelo aos dois condensadores



do comutador, como ilustra a Figura (4.8).

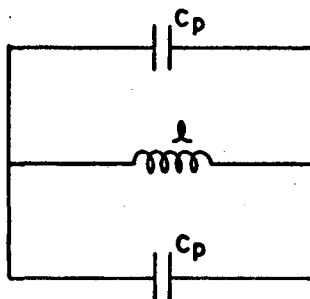


Figura 4.8 - Instante da comutação onde a indutância de dispersão do motor está associada aos condensadores.

Onde

$l$  - é a indutância de dispersão de fase do motor referida ao estator.

$C_p$  - capacitor do comutador.

A pulsação natural  $\omega_0$  é então dada por

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2C_p l}} \quad (4.9)$$

A comutação, ocorrida durante 2<sup>a</sup> e 3<sup>a</sup> seqüências, mostrada na Figura (4.9) indica os intervalos tempo ocorridos, onde

$\tau_q$  - tempo de aplicação da tensão inversa no tiristor

$\tau_1$  - duração da 1<sup>a</sup> etapa da comutação, 2<sup>a</sup> seqüência,

onde o capacitor descarrega-se com corrente constante.

$\tau_2$  - duração da 2<sup>a</sup> etapa da comutação, 3<sup>a</sup> seqüência, onde o capacitor carrega-se até atingir  $V_{co}$ .

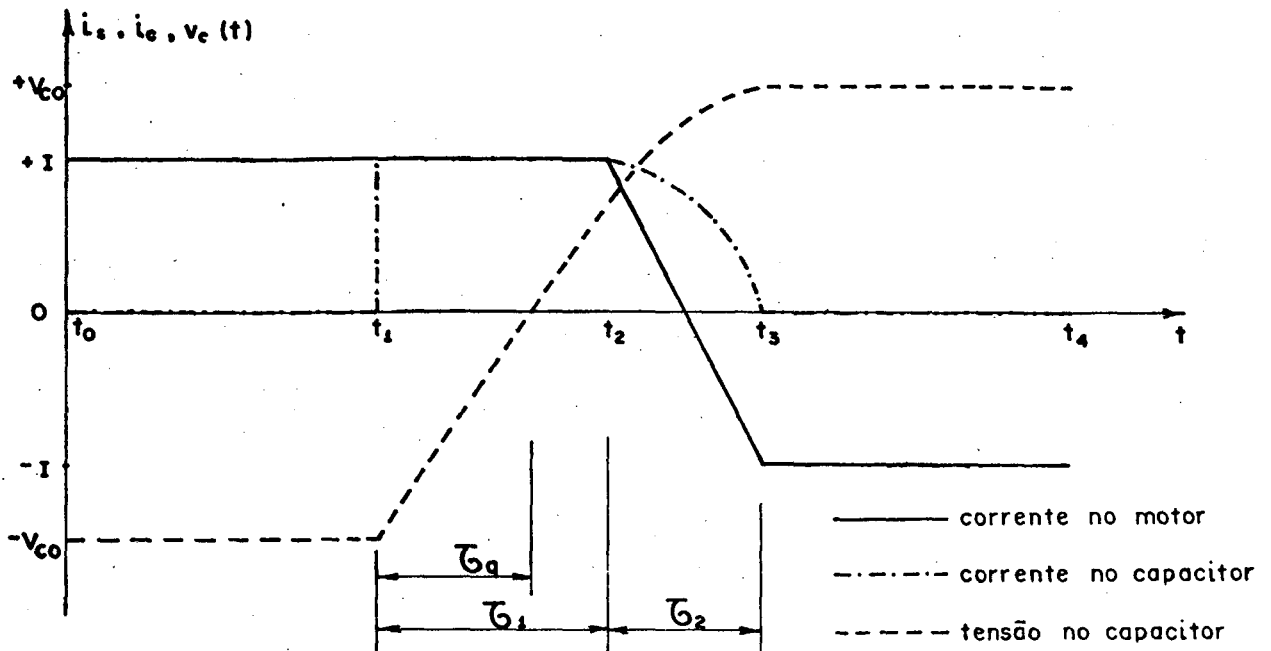


Figura 4.9 - Intervalos de tempos durante a comutação

Quando  $t = \tau_1$  tem-se

$$v_c \ll V_{co} \quad (4.10)$$

assim

$$\tau_2 = \frac{1}{4} \cdot \left( \frac{2\pi}{\omega_0} \right) \quad (4.11)$$

Substituindo o valor da pulsação natural, equação (4.9), tem-se:

$$\tau_2 = \frac{\pi}{2} \cdot \sqrt{2L C_p} \quad (4.12)$$

Com o valor de  $\tau_2$  determinado pode-se então estabelecer a forma de onda da corrente, conforme as Figuras (4.9) e (4.10)

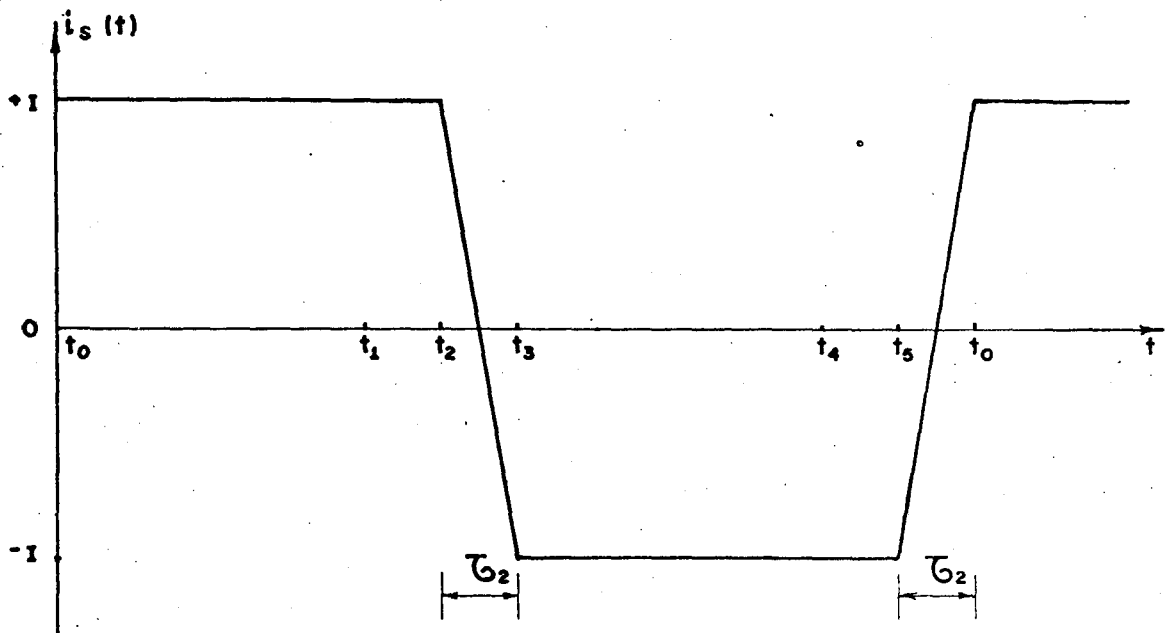


Figura 4.10 - Forma de onda corrente na saída do comutador

Baseando-se na Figura (4.10) as equações que estabelecem a corrente do motor são dadas a seguir, de acordo com as sequências de funcionamento do comutador.

a) 1<sup>a</sup> e 2<sup>a</sup> Sequências ( $t_0$ ,  $t_2$ )

$$i_s(t) = I \quad (4.13)$$

b) 3ª Sequência ( $t_2, t_3$ )

$$i_s(t) = I - \frac{2I}{\tau_2} \cdot (t - t_2) \quad (4.14)$$

c) 4ª e 5ª Sequências ( $t_3, t_5$ )

$$i_s(t) = -I \quad (4.15)$$

d) 6ª Sequência ( $t_5, t_0$ )

$$i_s(t) = -I + \frac{2I}{\tau_2}(t - t_5) \quad (4.16)$$

#### 4.5 - Tensão do Capacitor

Na 3ª sequência da comutação, a tensão no capacitor é dada pela equação (4.6), ou seja

$$v_c(t) = -V_{co} + \frac{I\tau_1}{C_p} + \frac{1}{C_p} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} \left( \frac{I}{2} - \frac{i_s(t)}{2} \right) dt \quad (4.6)$$

Quando  $t = \tau_2$ , ver Figura (4.9), tem-se

$$v_c(\tau_2) = +V_{co} \quad (4.17)$$

Assim,

$$2V_{co} = \frac{I\tau_1}{C_p} + \frac{1}{C_p} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} \frac{I}{2} dt - \frac{1}{2C_p} \int_{\tau_1}^{\tau_1 + \tau_2} \left[ I - \frac{2I}{\tau_2}(t - \tau_1) \right] dt \quad (4.18)$$

Resolvendo esta expressão chega-se

$$V_{co} = \frac{1}{2C_p} \left( \tau_1 + \frac{\tau_2}{2} \right) \quad (4.19)$$

Entretanto o valor de  $V_{co}$  será determinado após conhecido o valor de  $\tau_1$ , equação (4.41).  $\tau_2$  é dado pela equação (4.12).  $C_p$  é o condensador do comutador.

#### 4.6 - Intervalos de Tempo da Comutação

No final da 2ª seqüência do comutador, quando  $t = \tau_1$  tem-se:

$$v_c(t) = v_s(t) \quad (4.20)$$

Pela equação (4.3) pode-se dizer que

$$v_c(\tau_1) = -V_{co} + \frac{I}{C_p} \tau_1 \quad (4.21)$$

Mas, substituindo o valor de  $V_{co}$ , da equação (4.19)

$$v_c(\tau_1) = -\frac{1}{2C_p} \left( \tau_1 + \frac{\tau_2}{2} \right) + \frac{1}{C_p} \tau_1 \quad (4.22)$$

Daí

$$\tau_1 = \frac{2 \cdot C_p \cdot v_c(\tau_1)}{I} + \frac{\tau_2}{2} \quad (4.23)$$

ou

$$\tau_1 = \frac{2 \cdot C_p \cdot v_s(\tau_1)}{I} + \frac{\tau_2}{2} \quad (4.24)$$

Para conhecer  $\tau_1$  deve-se conhecer primeiramente a tensão na fase no referido tempo.

Examinando as formas de onda da componente fundamental da corrente e da tensão de fase do motor, conforme Figura (4.11), tem-se

$$v_s(\tau_1) = \sqrt{2} \cdot |V_s| \text{sen} \phi \quad (4.25)$$

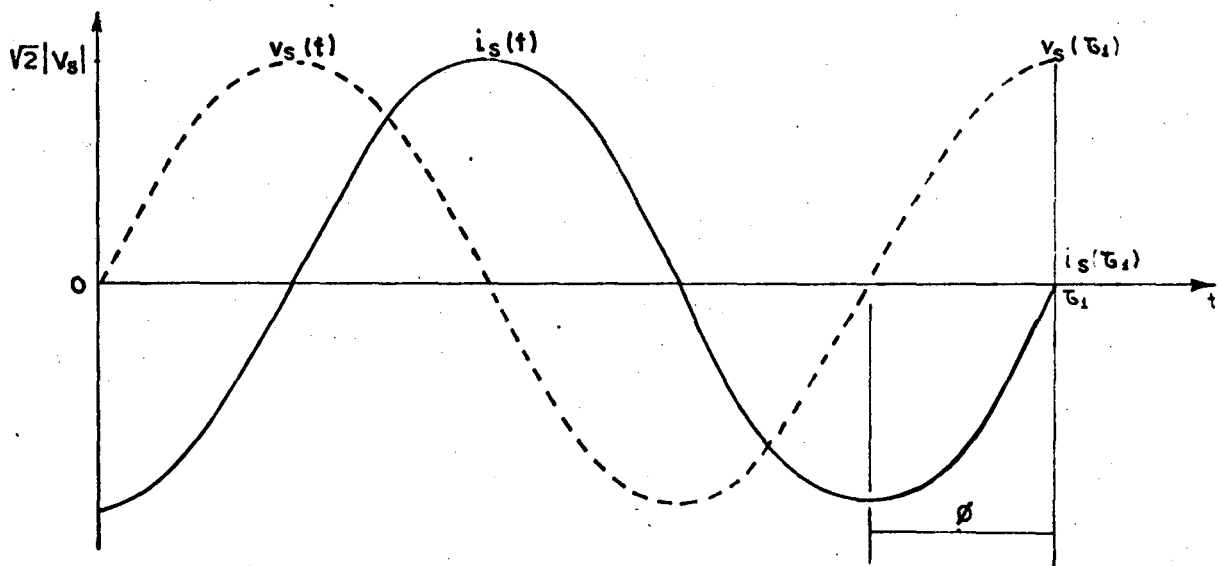


Figura 4.11 - Componente fundamental da corrente e da tensão de fase do motor.

Primeiramente calcula-se o módulo da tensão eficaz

do estator  $|V_s|$ .

Sabe-se que  $v_s^d$ , expressão (3.113), pode ser escrita da seguinte forma:

$$v_s^d = \sqrt{2} \cdot |V_s| \cdot \text{sen}(wt + \gamma) \quad (4.26)$$

onde

$|V_s|$  - módulo da tensão eficaz do estator.

Assim,

$$|V_s| = \frac{I_s}{\sqrt{6}} \left\{ \left[ 2R_s + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \cos\alpha \right]^2 + \left[ -2X_s - X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \text{sen}\alpha \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (4.27)$$

A partir da corrente de saída do comutador,  $i_s(t)$ , pode-se determinar  $I_s$ , completando assim o cálculo de  $|V_s|$ .

Seja  $i_s(t)$  dado pela Figura (4.12).

A seguir, a corrente de saída do comutador é decomposta em série de Fourier.

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \text{cos}nwt + b_n \cdot \text{sen}nwt) \quad (4.28)$$

Daí:

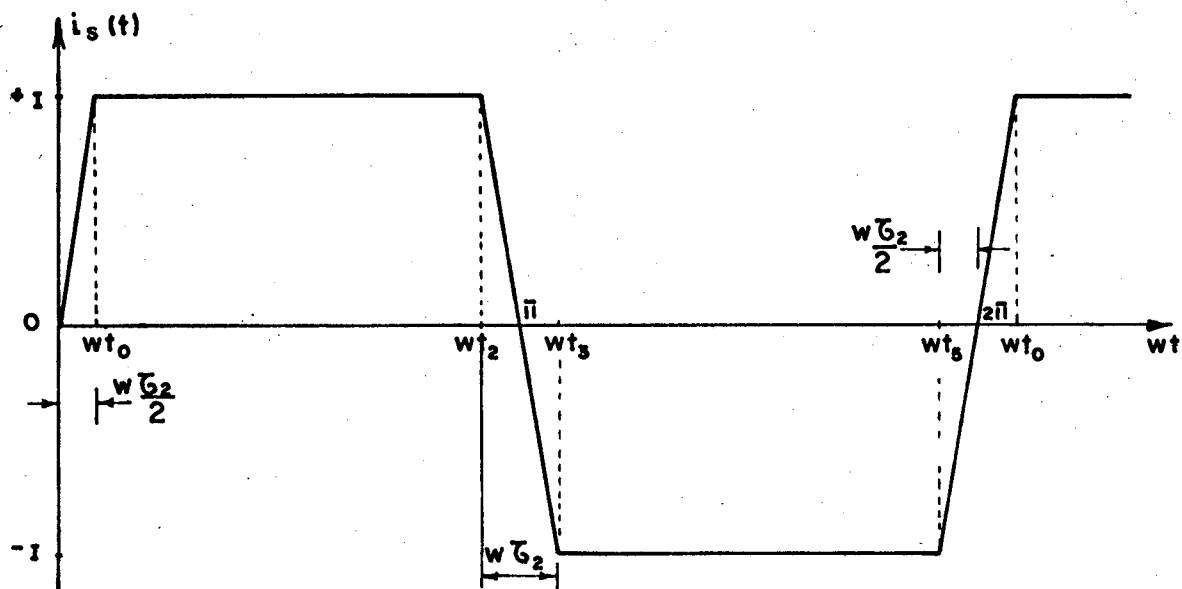


Figura 4.12 - Corrente na saída do comutador

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = 0 \quad (4.29)$$

isto porque o valor médio é nulo

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \cos n\omega t dt = 0 \quad (4.30)$$

pois a função é ímpar

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cdot \sin n\omega t dt \quad (4.31)$$

Como só interessa a fundamental, tem-se:



$$\begin{aligned}
b_1 = \frac{2}{2\pi} & \left\{ \int_0^{\frac{\tau_2}{2}} \frac{2I}{w\tau_2} \text{sen} wtdwt + \int_{\frac{\tau_2}{2}}^{\pi - \frac{w\tau_2}{2}} I \text{sen} wtdwt + \int_{\pi - \frac{w\tau_2}{2}}^{\pi + \frac{w\tau_2}{2}} \left[ I - \frac{2I}{\tau_2} (t - t_2) \right] \text{sen} wtdwt + \right. \\
& \left. + \int_{\pi + \frac{w\tau_2}{2}}^{2\pi - \frac{w\tau_2}{2}} (-I) \text{sen} wtdwt + \int_{2\pi - \frac{w\tau_2}{2}}^{2\pi} \left[ -I + \frac{2I}{\tau_2} (t - t_5) \right] \text{sen} wtdwt \right\} \quad (4.32)
\end{aligned}$$

Resolvendo a expressão chega-se:

$$b_1 = \frac{8I}{\pi w \tau_2} \cdot \text{sen} \frac{w\tau_2}{2} \quad (4.33)$$

Daí:

$$I = \frac{b_1 \cdot \pi \cdot w \tau_2}{8 \cdot \text{sen} \frac{w\tau_2}{2}} \quad (4.34)$$

$$\text{Como } b_1 = \sqrt{2} I_s \quad (4.35)$$

$$I = \frac{2 I_s \pi w \tau_2}{8 \text{sen} \frac{w\tau_2}{2}} \quad (4.36)$$

Onde  $\tau_2$  é dado pela equação (4.12) e

$$w = 2 \cdot \pi \cdot f_s$$

Da equação (4.33), o valor de  $I_s$  é dado por:

$$I_s = b_1 = \frac{8I}{\pi w \tau_2} \cdot \text{sen} \frac{w\tau_2}{2} \quad (4.37)$$

Substituindo o valor de  $I_s$  na expressão do módulo de  $V_s$ , equação (4.27), tem-se:

$$|V_s| = \frac{8I}{\sqrt{6}\pi\omega\tau_2} \operatorname{sen} \frac{\omega\tau_2}{2} \left\{ \left[ 2R_s + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \cos\alpha \right]^2 + \left[ -2X_s - X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D)^2} \operatorname{sen}\alpha \right]^2 \right\}^{1/2} \quad (4.38)$$

Com módulo de  $V_s$  já determinado é necessário calcular agora  $\operatorname{sen}\phi$ , sendo  $\phi$  o ângulo de defasagem entre  $v_s$  e  $i_s$ , conforme pode ser visto pela Figura (4.13).

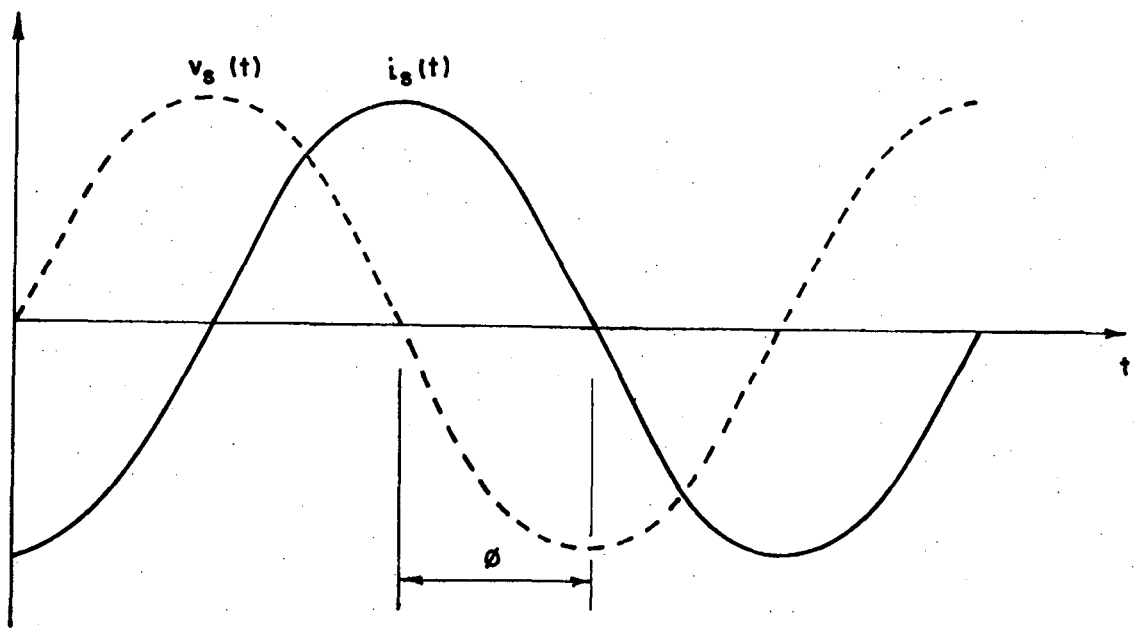


Figura 4.13 - Formas de onda da tensão e corrente com a respectiva defasagem.

Com as expressões de  $i_s$ , equação (3.13), e  $v_s$ , equação (3.113), pode-se dizer que estão defasadas de

$$\phi = \gamma - \frac{\pi}{2} \quad (4.39)$$

então

$$\text{sen } \phi = \text{sen}(\gamma - \frac{\pi}{2}) \quad (4.40)$$

Agora com as expressões de  $|V_s|$ , equação (4.38), e  $\text{sen } \phi$ , equação (4.40) fica então determinada a tensão  $v_s(\tau_1)$ , equação (4.25), assim a expressão para  $\tau_1$ , equação (4.25), fica:

$$\tau_1 = \frac{16C_p}{\sqrt{6}\pi w \tau_2} \text{sen} \frac{w \tau_2}{2} \left\{ \left[ 2R_s + X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D) \cos \alpha} \right]^2 + \right. \\ \left. + \left[ -2X_s - X_{msr} \sqrt{(A+C)^2 + (B+D) \cos \alpha} \right]^2 \right\}^{1/2} \text{sen}(\gamma - \frac{\pi}{2}) + \frac{\tau_2}{2} \quad (4.41)$$

Onde

$\tau_2$  - dado pela equação (4.12)

$w$  - pulsação da corrente na saída do comutador

$C_p$  - condensador do comutador

$R_s, X_{msr}, X_s$  - parâmetros do motor

$A, B, C, D$  - dados pelas equações (3.41), (3.42), (3.53), e (3.54); ou podendo ser reescrito como

$$A = \frac{-L_{msr} w_r^2}{R_r^2 + L_r^2 w_r^2} \quad (4.42)$$

$$B = \frac{R_r m_{sr} w_r}{R_r^2 + L_r^2 w_r^2} \quad (4.43)$$

$$C = \frac{-L_r m_{sr} (2w - w_r)^2}{R_r^2 + L_r^2 (2w - w_r)^2} \quad (4.44)$$

$$D = \frac{R_r m_{sr} (2w - w_r)}{R_r^2 + L_r^2 (2w - w_r)^2} \quad (4.45)$$

$$\alpha = \operatorname{tg}^{-1} \left( \frac{A+C}{B+D} \right) \quad (3.74)$$

O tempo de aplicação da tensão inversa, equação (4.4), com o valor de  $V_{co}$  substituído pela equação (4.19) fica

$$\tau_q = \frac{I}{2C_p} \left( \tau_1 + \frac{\tau_2}{2} \right) \cdot \frac{C_p}{I} \quad (4.46)$$

$$\tau_q = \frac{1}{2} \left( \tau_1 + \frac{\tau_2}{2} \right) \quad (4.47)$$

Assim ficam definidos os intervalos de tempos durante a comutação, como já ilustrados pela Figura (4.9).

#### 4.7 - Tensão de Fase Durante a Comutação

Durante a comutação a indutância de dispersão provoca picos de tensão decorrentes da variação da corrente. Isto pode ser constatado pela equação (4.52) e Figura (4.14).

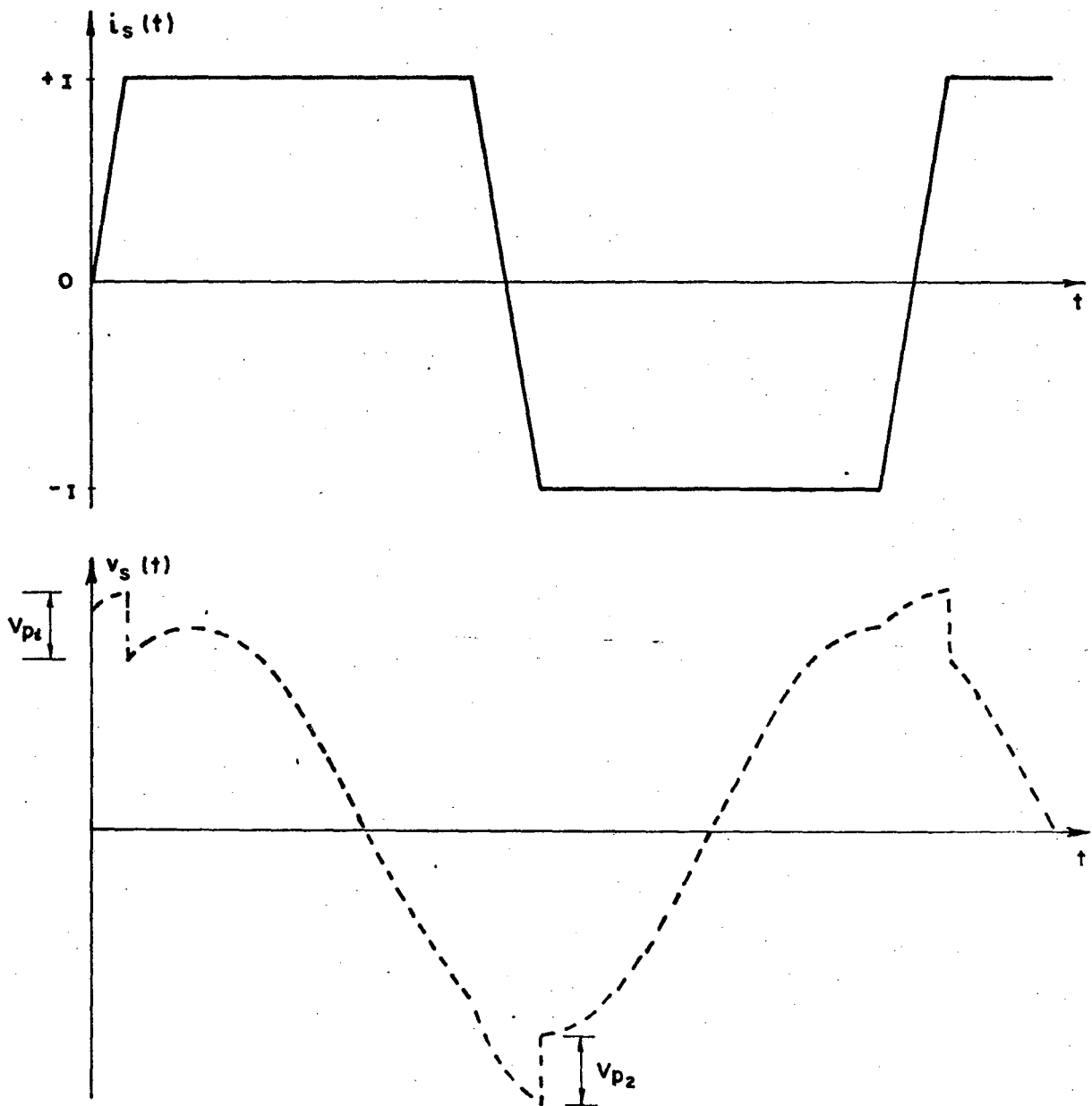


Figura 4.14 - Tensão de fase durante a comutação

A tensão de pico  $V_p$  é dada por:

$$V_{p1} = V_{p2} = V_p = \ell \frac{di_s(t)}{dt} \quad (4.48)$$

Substituindo a expressão de  $i_s(t)$ , equação (4.14),

tem-se:

$$V_p = \ell \frac{d}{dt} \left[ I - \frac{2I}{\tau_2} (t - t_2) \right] \quad (4.49)$$

$$V_p = \frac{2\ell I}{\tau_2} \quad (4.50)$$

ou

$$V_p = \frac{\sqrt{8}I}{\pi} \sqrt{\frac{\ell}{C_p}} \quad (4.51)$$

Onde

I - dado pela equação (4.36)

$\ell$  - indutância de dispersão do motor

$C_p$  - condensador do comutador

#### 4.8 - Obtenção da Curva da Tensão Máxima do Capacitor

Primeiramente são traçadas as curvas de tensão do capacitor em função da frequência do rotor, tomando os capacitores e as frequências de alimentação como parâmetros. Escolhendo-se as frequências de 10 e 60Hz e utilizando a equação (4.19), com o auxílio do programa CAPACITO FORTRAN, Apêndice (B-3), chegou-se às curvas da Figura (4.15).

Observando a Figura (4.15) nota-se que para baixos valores de capacitores, à frequência de 60 Hz, a tensão  $V_{co}$  atin-

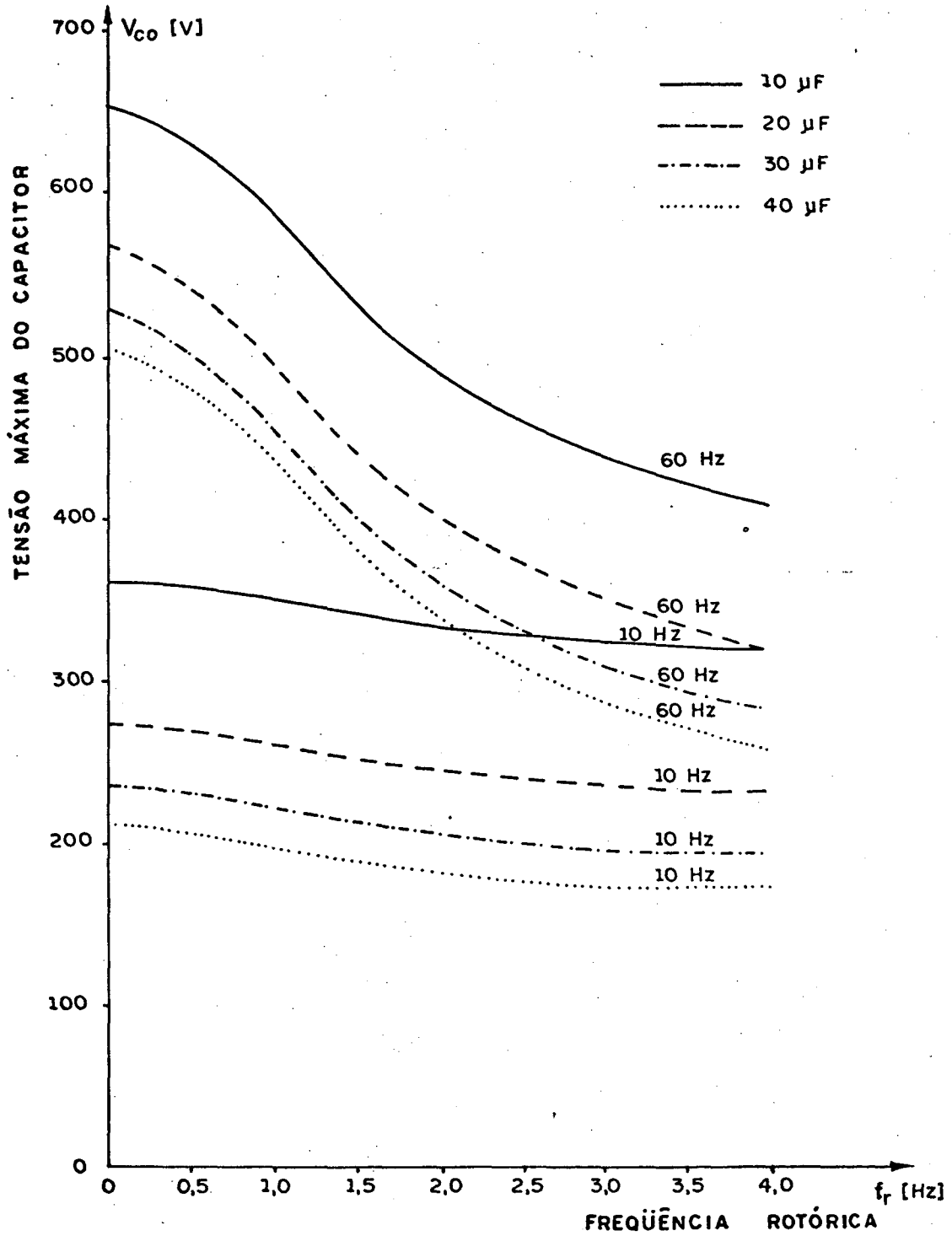


Figura 4.15 - Curvas da tensão máxima do capacitor X frequên-  
cia do rotor, sob corrente nominal do motor  
(4,5 A).

ge valores relativamente altos.

Para capacitores maiores a tensão  $V_{co}$  diminui, entretanto aumenta o custo da montagem. Portanto foi escolhido um valor intermediário:

$$C_p = 24\mu\text{F}/550 \text{ VCA} \quad (4.52)$$

Todo estudo, a seguir, foi feito para este valor de capacitor utilizado no comutador.

#### 4.9 - Obtenção das Curvas dos Intervalos de tempo da Comutação

Tomando-se o valor do capacitor, especificado no item anterior, e as equações (4.12), (4.41) e (4.47) com auxílio do programa CAPACITO FORTRAN, Apêndice (B-3), foram obtidas as curvas traçadas na Figura (4.16).

Como no caso anterior foram escolhidas as frequências de 10, 40 e 60 Hz.

Pela equação (4.41) e Figura (4.16) pode-se constatar que o intervalo de tempo no qual a tensão do capacitor cresce linearmente,  $\tau_1$ , depende:

- parâmetros do motor
- frequência estatórica
- frequência rotórica



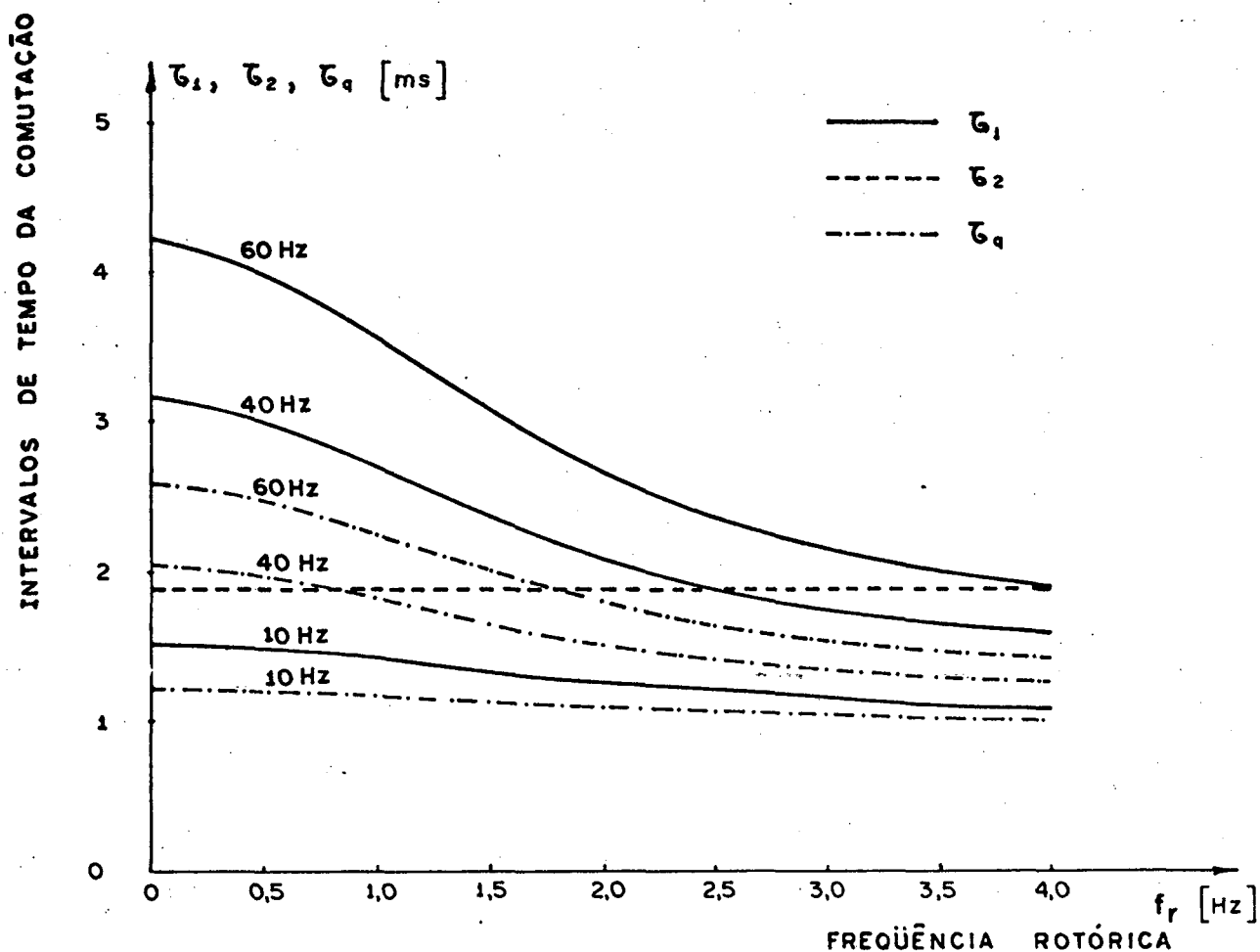


Figura 4.16 - Curvas dos tempos  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_q$  X frequência do rotor.

O tempo correspondente à 2ª etapa da comutação,  $\tau_2$ , depende apenas da:

- indutância de dispersão do motor, referida ao estator, por fase.

O tempo de aplicação da tensão inversa,  $\tau_q$ , depende dos tempos  $\tau_1$  e  $\tau_2$ , acima mencionados. Para o motor e comutador em estudo, ele é da ordem de "1,0 ms", e isto é satisfatório para bloqueio dos tiristores.

Convém ressaltar que os tempos  $\tau_1$ ,  $\tau_2$  e  $\tau_q$  não dependem da corrente de alimentação do motor, e que o intervalo de tempo  $\tau_2$  não depende das frequências estatóricas e rotóricas.

#### 4.10 - Obtenção dos Resultados Experimentais

A seguir, são apresentados os resultados experimentais oriundos de todo estudo efetuado até o presente momento, para comprovar a validade das equações.

Para melhor análise dos resultados dividem-se os ensaios nas seguintes etapas:

##### 4.10.1 - Tensão Máxima do Capacitor e Intervalos de Tempo da Comutação.

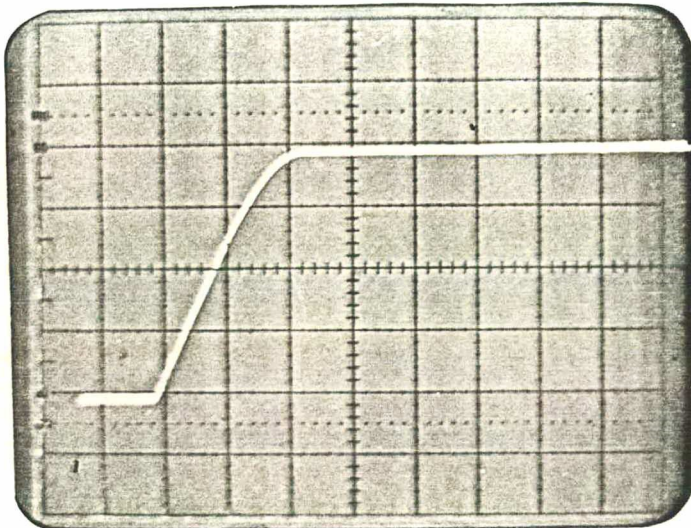
Utilizando-se de um osciloscópio, e verificando a forma de onda da tensão do capacitor, do comutador, obtém-se as fotografias dadas pelas Figuras (4.17) e (4.18), para 10 e 60 Hz respectivamente, com corrente nominal (4,5A) e frequência do rotor de 1,0 Hz (10Hz) e frequência do rotor nominal de 2,5Hz (60Hz).

Convém salientar a observação dos seguintes valores:

- tensão máxima do capacitor -  $V_{co}$
- tempo de crescimento linear da tensão no capacitor -  $\tau_1$
- tempo de crescimento "não" linear da tensão no capacitor -  $\tau_2$

- tempo de aplicação da tensão inversa sobre os tistores -  $\tau_q$

que poderão ser comparados com os valores das Figuras (4.15) e (4.16), respectivamente.



Escala

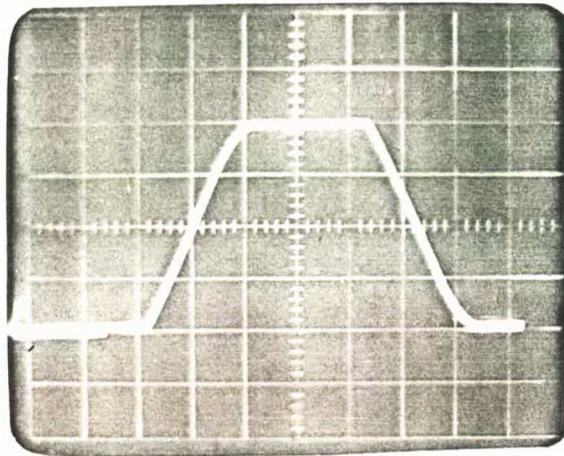
ver. - 100 volts/div

hor. - 1 ms/div.

$V_{co}$  = 200 volts

$\tau_q$  = 1 ms

Figura 4.17 - Tensão do capacitor e intervalos de tempo da comutação para frequência de alimentação 10Hz, frequência do rotor 1,0 Hz e corrente nominal (4,5A).



Escala

ver. - 200 volts/div

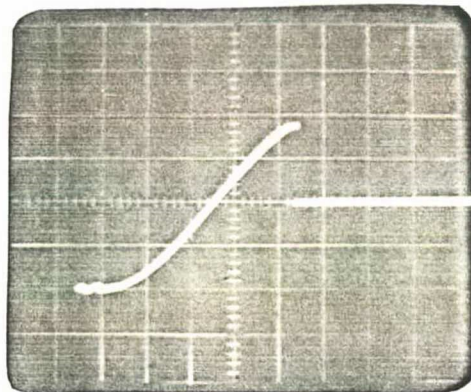
hor. - 2 ms/div

 $V_{co} = 400$  volts $\tau_q = 1,8$  ms

Figura 4.18 - Tensão do capacitor e intervalos de tempo da comutação para frequência de alimentação 60Hz, frequência do rotor nominal (2,5 Hz) e corrente nominal (4,5A).

#### 4.10.2 - Tensão no Tiristor do Comutador

A fotografia dada pela Figura (4.19) mostra o tempo de aplicação de tensão inversa sobre o tiristor, sendo que durante a 1<sup>a</sup> e 2<sup>a</sup> etapa da comutação a tensão é a mesma do capacitor, o mesmo acontecendo no intervalo em que o tiristor esteja bloqueado.



Escala

hor - 1 ms/div

ver - 200 volts/div

 $\tau_q = 1,8$  ms

Figura 4.19 - Tensão no tiristor do comutador, frequência de alimentação 60 Hz, frequência do rotor nominal (2,5 Hz).

#### 4.11 - Conclusões

Neste capítulo foi feita uma análise global do comportamento da comutação do comutador associado ao motor monofásico de indução.

Foram obtidas expressões para o cálculo dos diversos tempos de comutação, sobretudo para o tempo de aplicação de tensão inversa nos tiristores, da tensão máxima nos capacitores, em função dos parâmetros do conversor e do motor.

Com o emprego de computador e das expressões obtidas analiticamente, foram traçadas curvas dos tempos de comutação e da tensão máxima do capacitor, em função da frequência das correntes rotóricas e estatóricas, tomando-se o valor do capacitor como parâmetro.

Os resultados obtidos, como verificado na prática, podem ser utilizados para dimensionar o comutador.

Foram realizados estudos experimentais com um protótipo de laboratório, com o objetivo de verificar a validade dos resultados do estudo teórico.

## C A P Í T U L O 5

### SIMULAÇÃO GLOBAL DO MOTOR MONOFÁSICO DE INDUÇÃO ALIMENTADO PELO COMUTADOR

#### 5.1 - Introdução

Nos capítulos 2 e 3 foi estudado o comportamento do motor alimentado por correntes senoidais.

Neste capítulo será estudado o comportamento do motor, em regime permanente, alimentado em corrente, por um inversor de corrente monofásico, aqui denominado comutador.

A forma de onda da corrente não será imposta, mas sim determinada pelas condições de funcionamento do comutador, associado ao motor.

A tensão no condensador do comutador será também estudada pois esta retrata os intervalos de tempo da comutação e a tensão máxima do capacitor.

#### 5.2 - Simulação do Conjunto

Para obtenção da simulação global do motor monofásico de indução foram estabelecidas equações de estado para cada seqüência de funcionamento do comutador.

### 1ª Seqüência

Esta seqüência inicia quando são disparados os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  e termina quando os diodos  $D_3$  e  $D_4$  começam a conduzir. A Figura (5.1) ilustra esta seqüência.

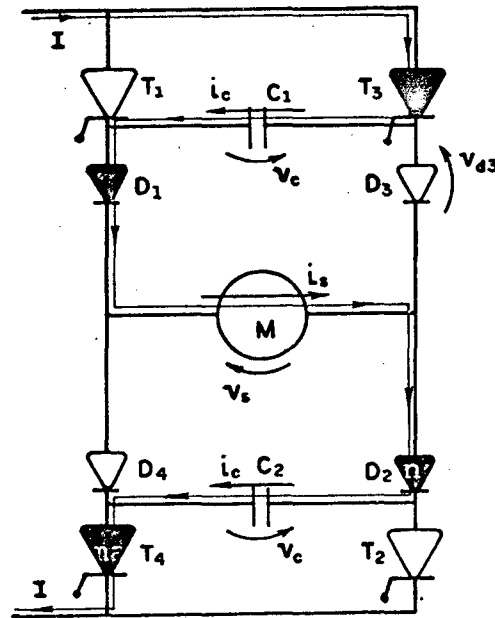


Figura 5.1 - 1ª seqüência de funcionamento do comutador.

As equações de estado para esta seqüência são dadas pela equação (5.1)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_r}{L_r} & -n\omega_m & 0 \\ 0 & n\omega_m & \frac{-R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & \frac{-m_{sr}}{L_r} \\ n\omega_m \frac{m_{sr}}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \frac{di_s}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Onde as expressões  $\frac{d}{dt} i_r^d$  e  $\frac{d}{dt} i_r^q$  são obtidas pela equação (3.147) e,  $\frac{d}{dt} v_c$  dada pela expressão da corrente no capacitor, ou seja:

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_p} i_c \quad (5.2)$$

Nesta seqüência tem-se

$$i_c = i_s = I \quad (5.3)$$

$$\frac{di_s}{dt} = 0 \quad (5.4)$$

Onde  $I$  é dado pela expressão (4.36).

O diodo  $D_3$  começa a conduzir quando

$$v_{d_3} = v_c + v_s > 0 \quad (5.5)$$

### 2ª Seqüência

A 2ª seqüência começa quando os diodos  $D_3$  e  $D_4$  iniciam sua condução e termina quando a tensão no capacitor tende a decrescer, ou seja:

$$\frac{dv_c}{dt} < 0 \quad (5.6)$$

A Figura (5.2) mostra o instante em que está ocor



rendo esta 2ª seqüência.

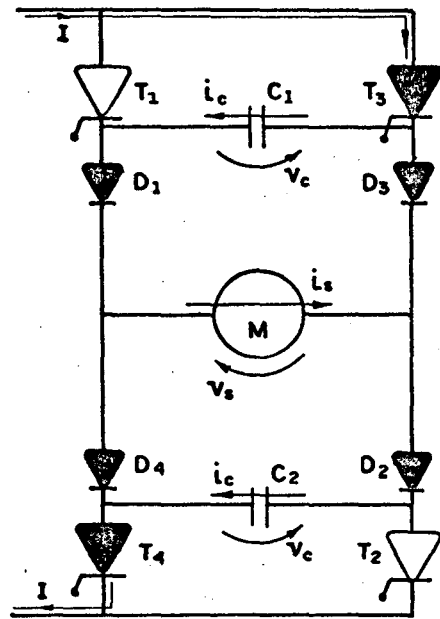


Figura 5.2 - 2ª seqüência de funcionamento do comutador.

As equações de estado são dadas pela equação (5.7).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s L_r}{\sigma} & \frac{m_{sr} R_r}{\sigma} & \frac{n_1 X_{msr}}{\sigma} & \frac{-R_r}{\sigma} \\ \frac{m_{sr} R_s}{\sigma} & \frac{-L_s R_r}{\sigma} & \frac{-L_s n_1 X_{lr}}{\sigma} & \frac{m_{sr}}{\sigma} \\ \frac{n_1 X_{msr}}{L_r} & \frac{n_1 X_{lr}}{L_r} & \frac{-R_r}{L_r} & 0 \\ \frac{1}{2C_p} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{2C_p} \end{bmatrix} U \quad (5.7)$$

Onde

$$\sigma = L_s L_r - m_{sr}^2$$

As expressões  $\frac{di_s}{dt}$ ,  $\frac{di_r^d}{dt}$  e  $\frac{di_r^q}{dt}$  são oriundas do modelo do motor monofásico de indução, [ 2 ], porém com a alteração representada pela expressão (5.8)

$$v_s = -v_c \quad (5.8)$$

Pela Figura (5.2) pode-se ainda observar que:

$$i_c = \frac{I}{2} + \frac{i_s}{2} \quad (5.9)$$

Então

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{I}{2C_p} + \frac{i_s}{2C_p} \quad (5.10)$$

A corrente de entrada U é dada por:

$$U = -I \quad (5.11)$$

Onde I é dado pela expressão (4.36).

### 3<sup>a</sup> Seqüência

Quando a tensão no capacitor tende a decrescer ( $\frac{dv_c}{dt} < 0$ ) inicia-se a 3<sup>a</sup> seqüência que somente irá terminar no disparo dos tiristores T<sub>1</sub> e T<sub>2</sub>. Termina assim o primeiro semi-

período.

A Figura (5.3) ilustra esta seqüência.

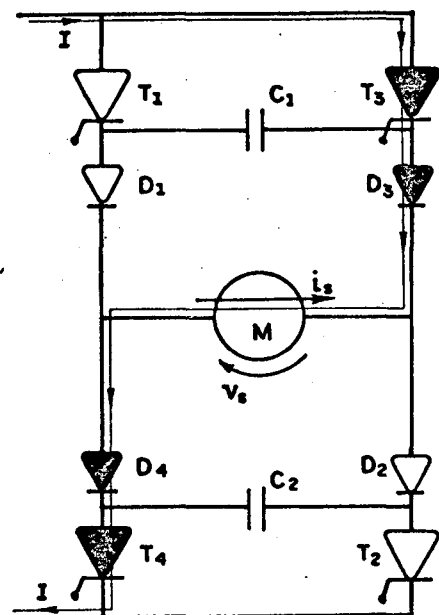


Figura 5.3 - 3<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador.

As equações de estado são dadas pela equação (5.12)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_r}{L_r} & -n\omega_m & 0 \\ 0 & n\omega_m & \frac{-R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ d \\ i_r \\ q \\ i_r \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-m_{sr}}{L_r} \\ n\omega_m \frac{m_{sr}}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \frac{di_s}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

As expressões  $\frac{di_r d}{dt}$  e  $\frac{di_r q}{dt}$  são dadas pela equação

(3.147).

Pela Figura (5.3) pode-se dizer que:

$$i_s = -I \quad (5.13)$$

$$\frac{d}{dt} i_s = 0 \quad (5.14)$$

#### 4<sup>a</sup> Seqüência

O início desta seqüência é dada pelo disparo dos tistores  $T_1$  e  $T_2$  e irá terminar quando os diodos  $D_1$  e  $D_2$  começam a conduzir, conforme pode ser visto na Figura (5.4)

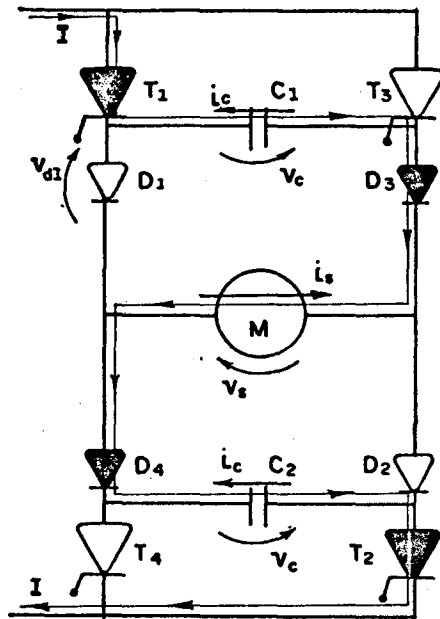


Figura 5.4 - 4<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador.

As equações de estado são as mesmas dada pela 1<sup>a</sup> seqüência; porém é interessante observar que:

$$i_c = i_s = -I \quad (5.15)$$

O diodo  $D_1$  inicia sua condução quando

$$v_{d1} = -(v_c + v_s) > 0 \quad (5.16)$$

### 5<sup>a</sup> Seqüência

A 5<sup>a</sup> seqüência inicia quando os diodos  $D_1$  e  $D_2$  começam a conduzir e termina quando

$$\frac{dv_c}{dt} > 0$$

Esta seqüência é ilustrada pela Figura (5.5).

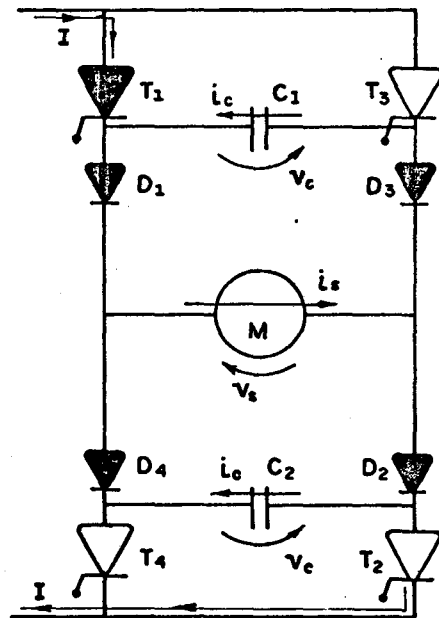


Figura 5.5 - 5<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador.

As equações de estado são idênticas a equação (5.7), ressaltando que o valor da corrente de entrada  $U$  passa a ser:

$$U = I$$

## 6<sup>a</sup> Seqüência

Esta última seqüência inicializa quando a tensão no capacitor tende a diminuir em módulo e termina no novo disparo dos tiristores  $T_3$  e  $T_4$ , 1<sup>a</sup> seqüência. A Figura (5.6) ilustra esta seqüência.

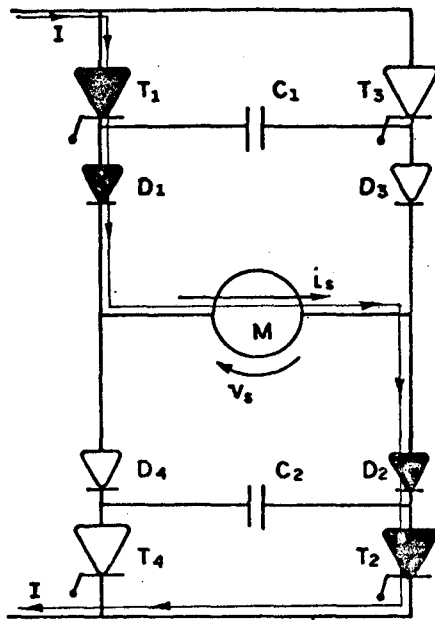


Figura 5.6 - 6<sup>a</sup> seqüência de funcionamento do comutador.

As equações de estado são as mesmas da equação (5.12); porém, como pode ser visto na Figura (5.6) tem-se:

$$i_s = I \quad (5.18)$$

Utilizando as equações apresentadas em forma de variáveis de estado, fez-se a simulação do motor monofásico de indução, agora alimentado em corrente retangular. Para essa simulação numérica foram utilizados, com auxílio do computador,

os métodos de convergência de Adams-Bashforth (preditor) e Adams-Moulton (corretor), para as soluções de equações diferenciais. O programa denominado SIMULA OSVS1 é apresentado no Apêndice (B-4).

Os valores instantâneos da tensão do estator e torque do motor foram obtidos com auxílio das equações (3.148) e (3.150), respectivamente.

Para estudo do motor monofásico de indução, alimentado em corrente não senoidal foram efetuadas duas simulações, sendo uma com frequência de alimentação 10 Hz e frequência rotórica de 1,0 Hz, e outra com frequência de alimentação de 60 Hz e a frequência do rotor nominal (2,5 Hz). As Figuras (5.7) e (5.8) mostram as curvas correspondentes.

É interessante observar que a tensão  $v_c$  mostra o intervalo de tempo que é aplicada a tensão inversa ( $\tau_q$ ) sobre o tistor, inclusive o valor máximo ( $V_{c0}$ ) que esta adquire.

A simulação fornece ainda o torque instantâneo do motor, a tensão do estator e a corrente de alimentação consequência da própria condição de funcionamento do sistema.

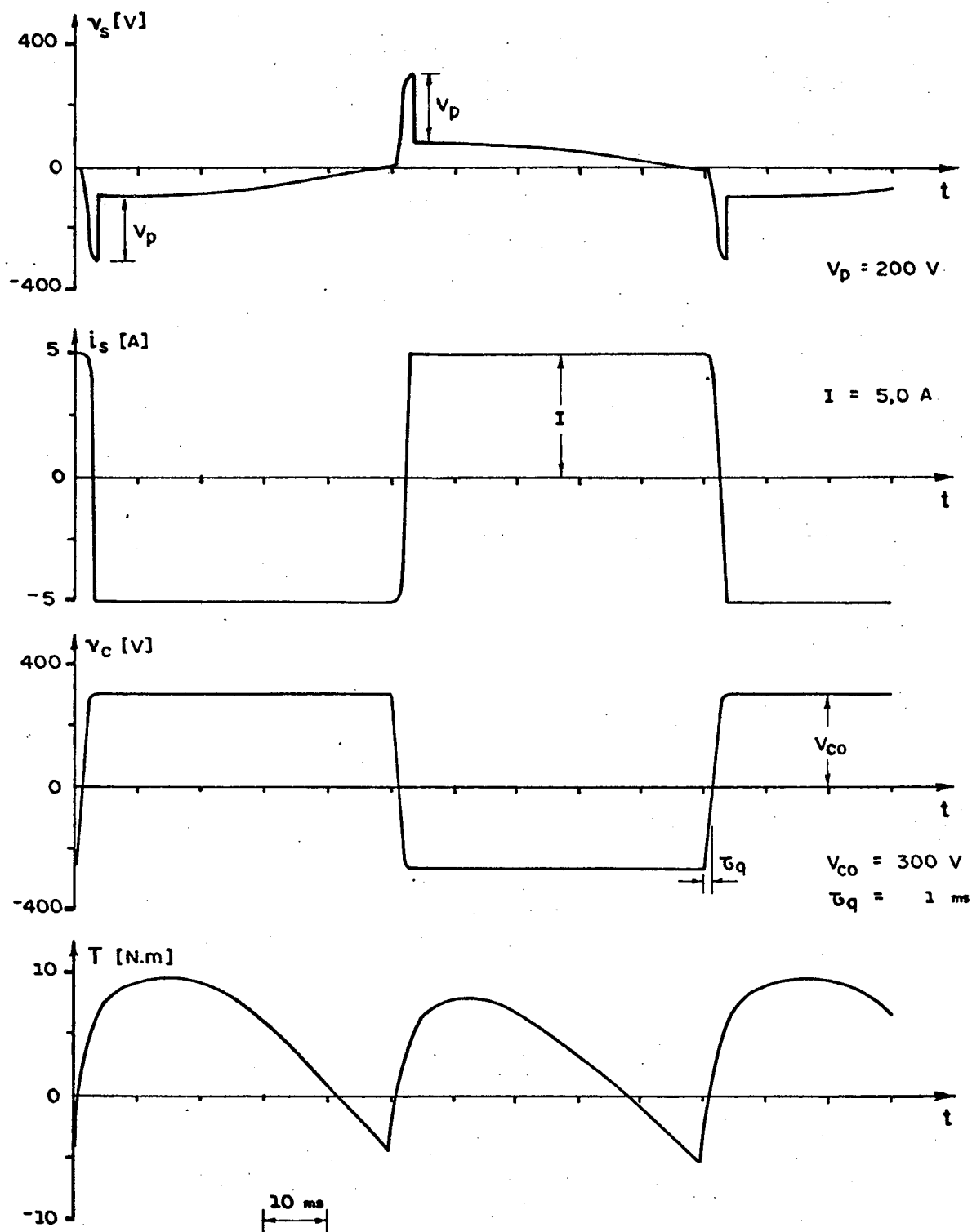


Figura 5.7 - Corrente de alimentação retangular, freqüência de alimentação 10 Hz, freqüência do rotor de 1,0 Hz.



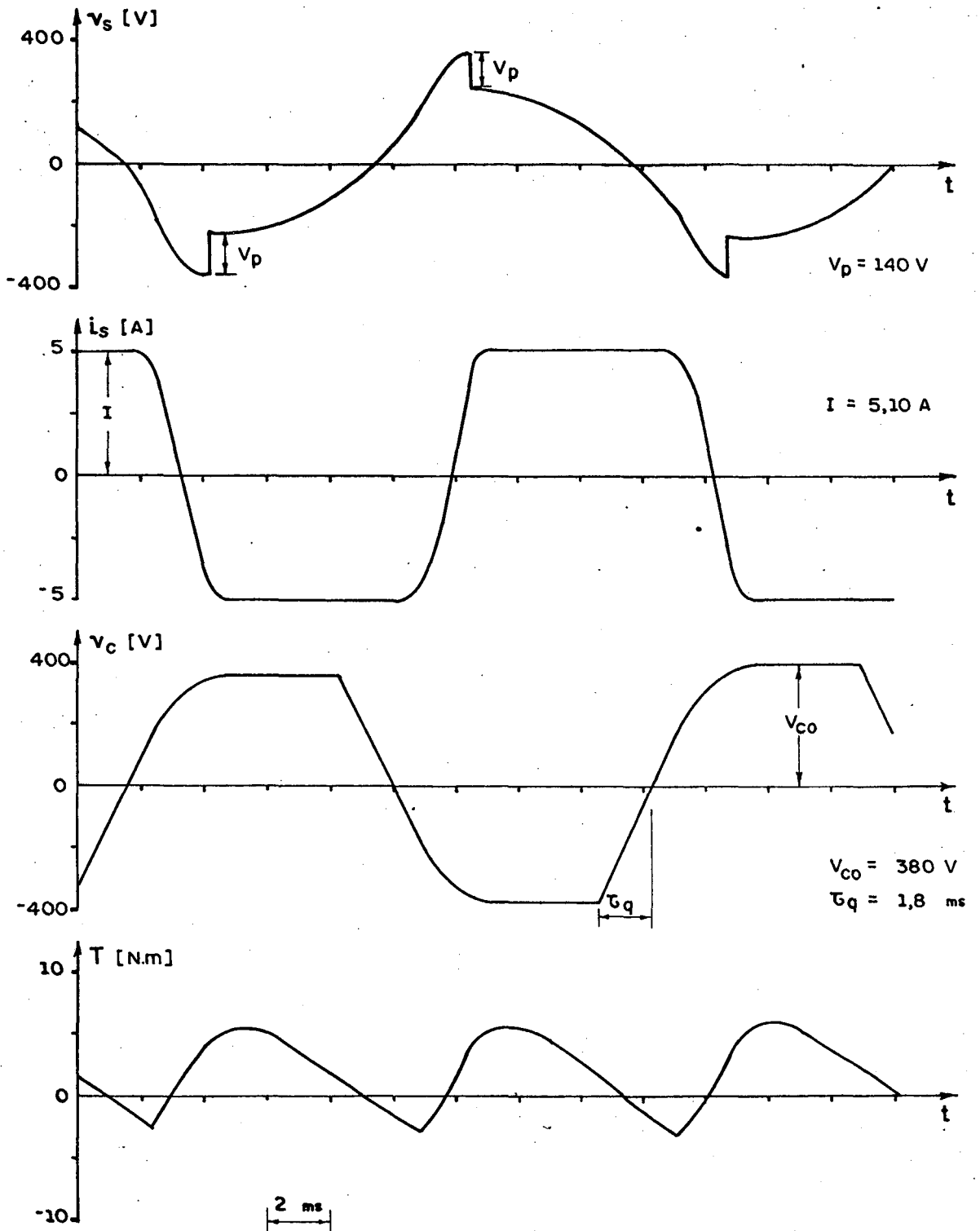


Figura 5.8 - Corrente de alimentação retangular, frequência de alimentação 60 Hz, frequência do rotor nominal (2,5 Hz).

### 5.3 - Obtenção dos Resultados Experimentais

Para se conseguir a forma de onda da tensão do estator, com a respectiva corrente de alimentação, em laboratório, utilizou-se o sistema representado na Figura (5.9).

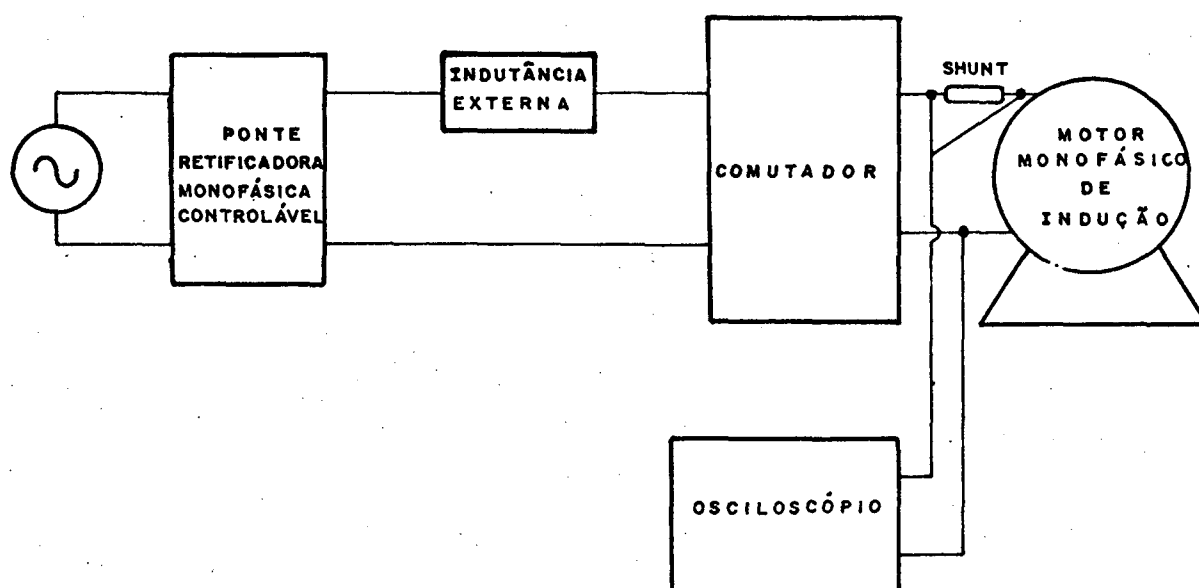
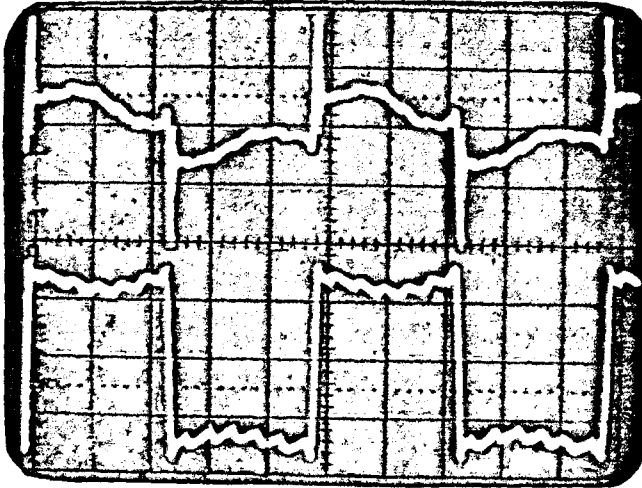


Figura 5.9 - Sistema utilizado para obtenção da tensão do estator, com a respectiva corrente de alimentação.

As Figuras (5.10) e (5.11) são fotografias das formas de onda da tensão e corrente do estator, com frequências de alimentação de 10 Hz e frequência rotórica de 1,0 Hz e a outra, 60 Hz e frequência do rotor nominal (2,5 Hz), sendo a corrente de alimentação retangular nominal (4,5 A).

## Escala



ver.  $v_s$  - 100 volts/div

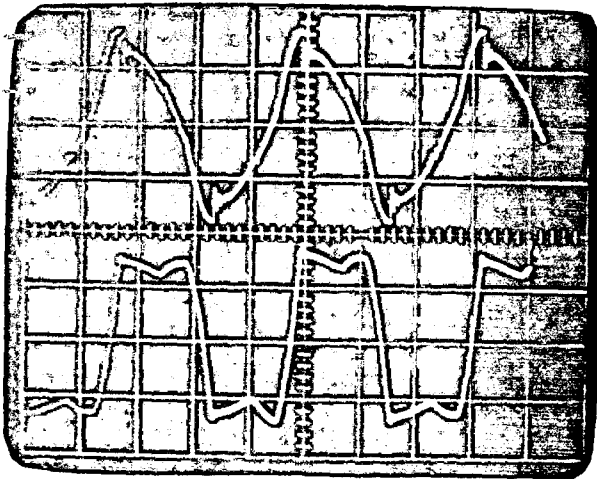
hor. - 20 ms/div

ver.  $i_s$  - 2 volts/div

hor. - 20 ms/div

Figura 5.10 - Tensão e corrente do estator para frequência de alimentação 10 Hz e frequência do rotor 1,0 Hz.

## Escala



ver.  $v_s$  - 200 volts/div

hor. - 5 ms/div

ver.  $i_s$  - 2 volts/div

hor. - 5 ms/div

Figura 5.11 - Tensão e corrente do estator para frequência de alimentação 60 Hz e frequência do rotor nominal (2,5 Hz).

#### 5.4 - Conclusões

As Figuras (5.7) e (5.8) mostram as simulações para corrente de alimentação retangular, frequência de alimentação de 10 e 60 Hz, com frequência do rotor de 1,0 Hz e 2,5 Hz respectivamente.

A forma de onda da corrente é obtida pelas seqüências de funcionamento do comutador.

O valor eficaz da tensão do estator aumenta à medida que a frequência de alimentação cresce.

A tensão no capacitor do comutador ( $v_c$ ) mostra o valor máximo aplicado no tiristor, bem como o intervalo de tempo de aplicação da tensão inversa. Estes valores comprovam o estudo analítico efetuado no capítulo 4.

Todo estudo desenvolvido neste capítulo podem ser comprovados pelos ensaios efetuados em laboratório, mostrando assim a validade das equações anteriormente definidas, quer seja neste ou no capítulo 4.

A simulação desenvolvida neste capítulo foi empregada apenas para o estudo do sistema em regime permanente. É preciso ter em vista porém, que o mesmo programa pode ser empregado para estudar regimes transitórios.

## C A P Í T U L O 6

## ESTUDO EXPERIMENTAL DO TORQUE MÉDIO

6.1 - Introdução

No capítulo 2 foram obtidas curvas do torque médio a partir do modelo do motor.

Neste capítulo as curvas características serão traçadas como consequência dos valores de tensão e corrente medidas em laboratório.

Os valores do torque médio, determinadas através dos dados experimentais, serão depois comparados com a característica torque-velocidade calculada pelo modelo do motor.

6.2 - Torque de Atrito

Para levantar os valores da característica torque-velocidade fez-se necessário o cálculo do torque de atrito e posteriormente, determinado o torque no eixo do motor.

Para determinar o torque de atrito utilizou-se o sistema mostrado na Figura (6.1), com velocidade síncrona, a vazio.

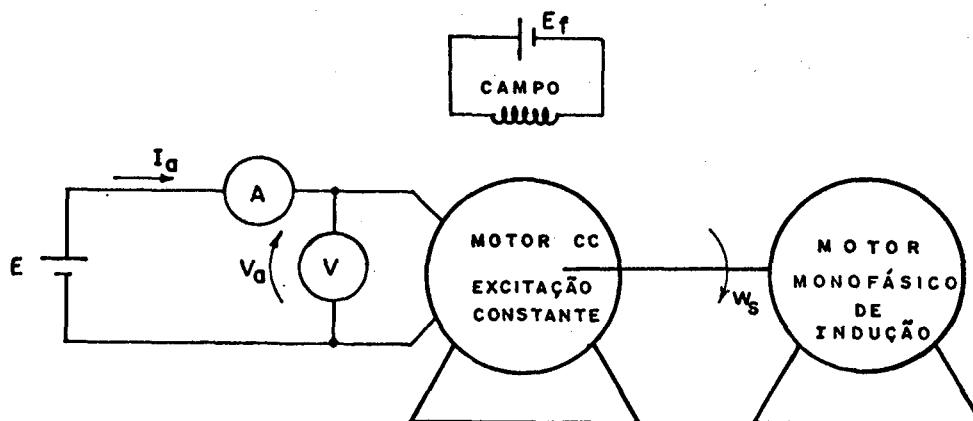


Figura 6.1 - Sistema empregado para determinação do torque de atrito.

Sabe-se que

$$\text{Potência} = T_a \omega_s + P_{\text{cobre}} \quad (6.1)$$

Onde

$T_a$  - torque de atrito (N.m)

$\omega_s$  - velocidade síncrona (rad/s)

$P_{\text{cobre}}$  - perdas no cobre do motor cc (watts)

Então

$$T_a = \frac{V_a I_a}{\omega_s} - \frac{R_a I_a^2}{\omega_s} \quad (6.2)$$

Sendo  $R_a$  a resistência de armadura medida

### 6.3 - Torque no Eixo do Motor

O torque no eixo do motor é calculado empregando-se o sistema dado pela Figura (6.2), variando-se a carga pelo gerador cc, conseqüentemente varia-se a velocidade do motor.

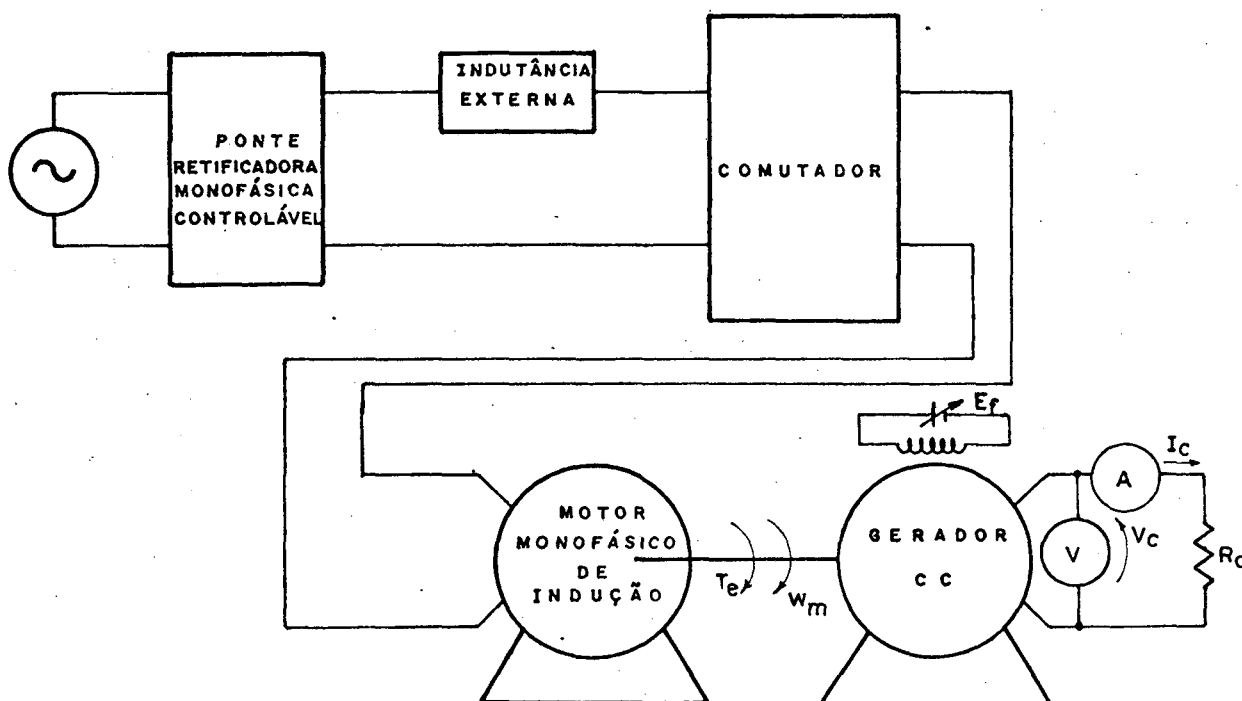


Figura 6.2 - Sistema empregado para levantar curvas características do torque.

Sabe-se que

$$\text{Potência} = T_e \omega_m \quad (6.3)$$

Onde

$T_e$  - torque no eixo dos motores (N.m)

$\omega_m$  - velocidade mecânica dos motores (rad/s)

Então

$$T_e = \frac{V_c I_c}{\omega_m} \quad (6.4)$$

#### 6.4 - Levantamento da Característica Torque-Velocidade

O torque médio desenvolvido pelo motor é determinado a partir dos valores de laboratório substituídos nas expressões (6.2) e (6.4).

O valor da resistência de armadura medida é dada pela expressão (6.5).

$$R_a = 4,7 \, \Omega \quad (6.5)$$

A Tabela (6.1) mostra os valores lidos nos aparelhos até o valor do torque médio calculado.



Tabela 6.1 - Levantamento da Característica Torque-Velocidade

f [Hz]	V <sub>a</sub> [V]	I <sub>a</sub> [A]	$\omega_s$ [rpm]	T <sub>a</sub> [N.m]	V <sub>c</sub> [V]	I <sub>c</sub> [A]	$\omega_m$ [rpm]	T <sub>e</sub> [N.m]	T <sub>tot.</sub> [N.m]
10	33	0,44	300	0,43	-	-	-	-	-
10	-	-	-	0,43	7	0,20	285	0,05	0,48
10	-	-	-	0,43	18	0,50	270	0,32	0,75
10	-	-	-	0,43	25	0,72	250	0,68	1,12
20	67	0,43	600	0,44	-	-	-	-	-
20	-	-	-	0,44	7	0,20	580	0,02	0,47
20	-	-	-	0,44	48	1,40	540	1,19	1,63
30	100	0,45	900	0,47	-	-	-	-	-
30	-	-	-	0,47	7	0,20	880	0,01	0,48
30	-	-	-	0,47	58	1,65	840	1,09	1,56
40	133	0,46	1200	0,48	-	-	-	-	-
40	-	-	-	0,48	7	0,20	1180	0,01	0,49
40	-	-	-	0,48	70	2,00	1150	1,16	1,64
50	163	0,47	1500	0,48	-	-	-	-	-
50	-	-	-	0,48	7	0,20	1480	0,01	0,49
50	-	-	-	0,48	73	2,15	1430	1,05	1,53
60	197	0,49	1800	0,51	-	-	-	-	-
60	-	-	-	0,51	9	0,25	1750	0,01	0,52
60	-	-	-	0,51	76	2,20	1730	0,92	1,43

Pela Tabela (6.1) são traçadas as curvas do torque-velocidade do motor, Figura (6.3).

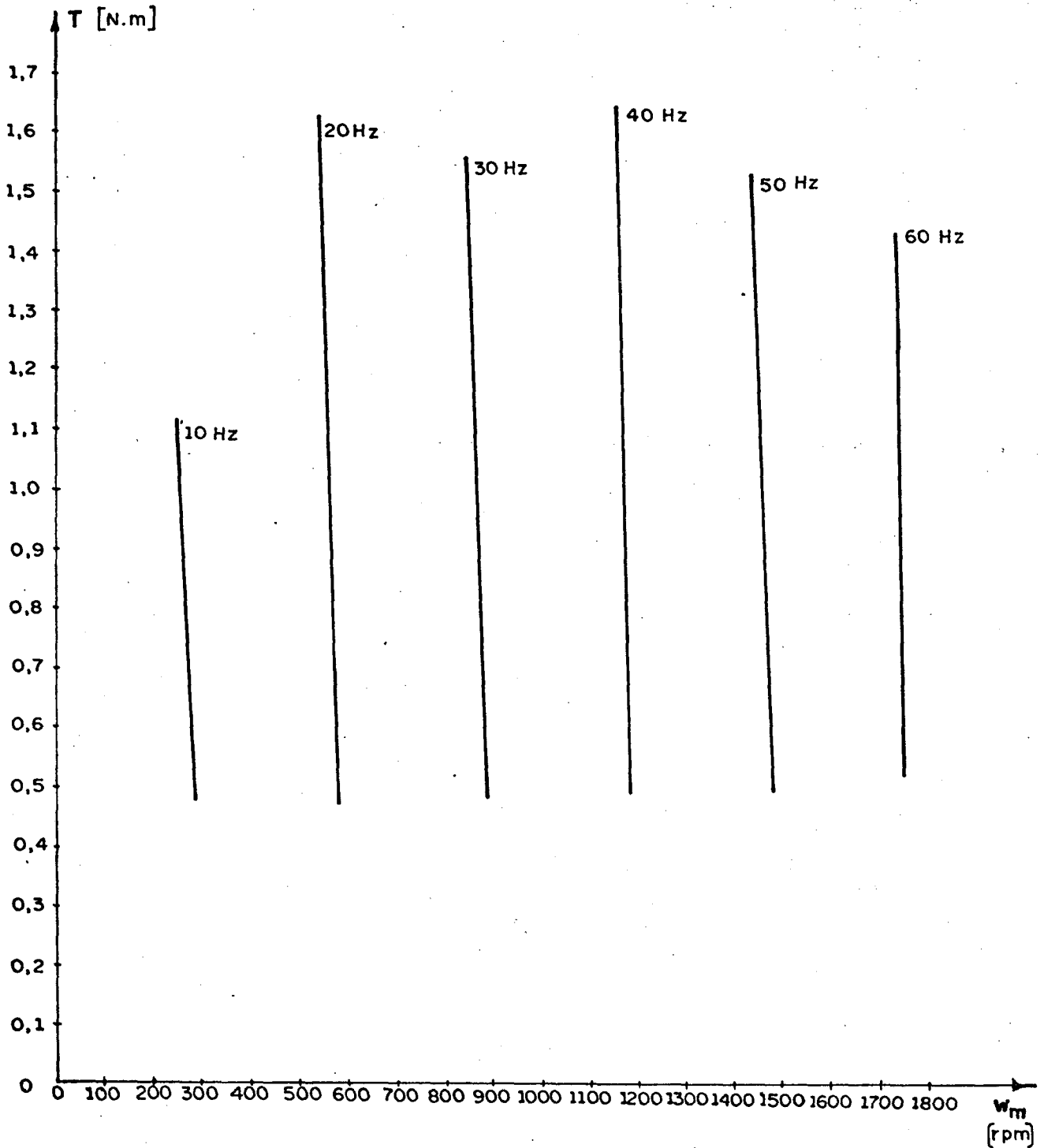


Figura 6.3 - Característica torque-velocidade do motor, obtida através de ensaios em laboratório.

## 6.5 - Conclusões

Comparando-se a característica torque-velocidade do capítulo 2 com a obtida neste capítulo constata-se que o torque máximo não decai com a diminuição da frequência. Entretanto para uma frequência de 10 Hz o valor é menor do que o esperado devido à variação da indutância mútua de dispersão do motor ( $m_{sr}$ ).

O motor de indução quando alimentado em corrente apresenta pouca variação da velocidade, em relação à variação do torque. Enquanto para o motor alimentado em tensão a característica torque-velocidade do motor é uma curva com menor inclinação. Isto para uma mesma frequência de alimentação.

## C A P Í T U L O 7

CIRCUITOS EMPREGADOS NA IMPLEMENTAÇÃO  
DE UM PROTÓTIPO DE LABORATÓRIO7.1 - Introdução

O presente capítulo visa explicar os circuitos de potência, comando e regulação empregados na realização de um protótipo.

Para melhor ilustrar o funcionamento dos componentes, pode-se dividir o protótipo de laboratório em duas partes:

- a) circuito de potência
- b) circuito de comando

O circuito de potência corresponde desde a tensão da rede até os terminais do motor em estudo.

O circuito de comando compreende todo sistema necessário para disparar os tiristores, no seu devido tempo. Pode ser subdividido em:

- b.1) comando dos tiristores da ponte retificadora monofásica controlável
- b.2) Regulador de corrente
- b.3) Conversor tensão/freqüência
- b.4) Comando dos tiristores do comutador

## 7.2 - Diagrama Geral

Primeiramente é apresentado pela Figura (7.1) um diagrama de blocos, unifilar, contendo o circuito de potência associado as placas de circuito de comando utilizadas na referida montagem.

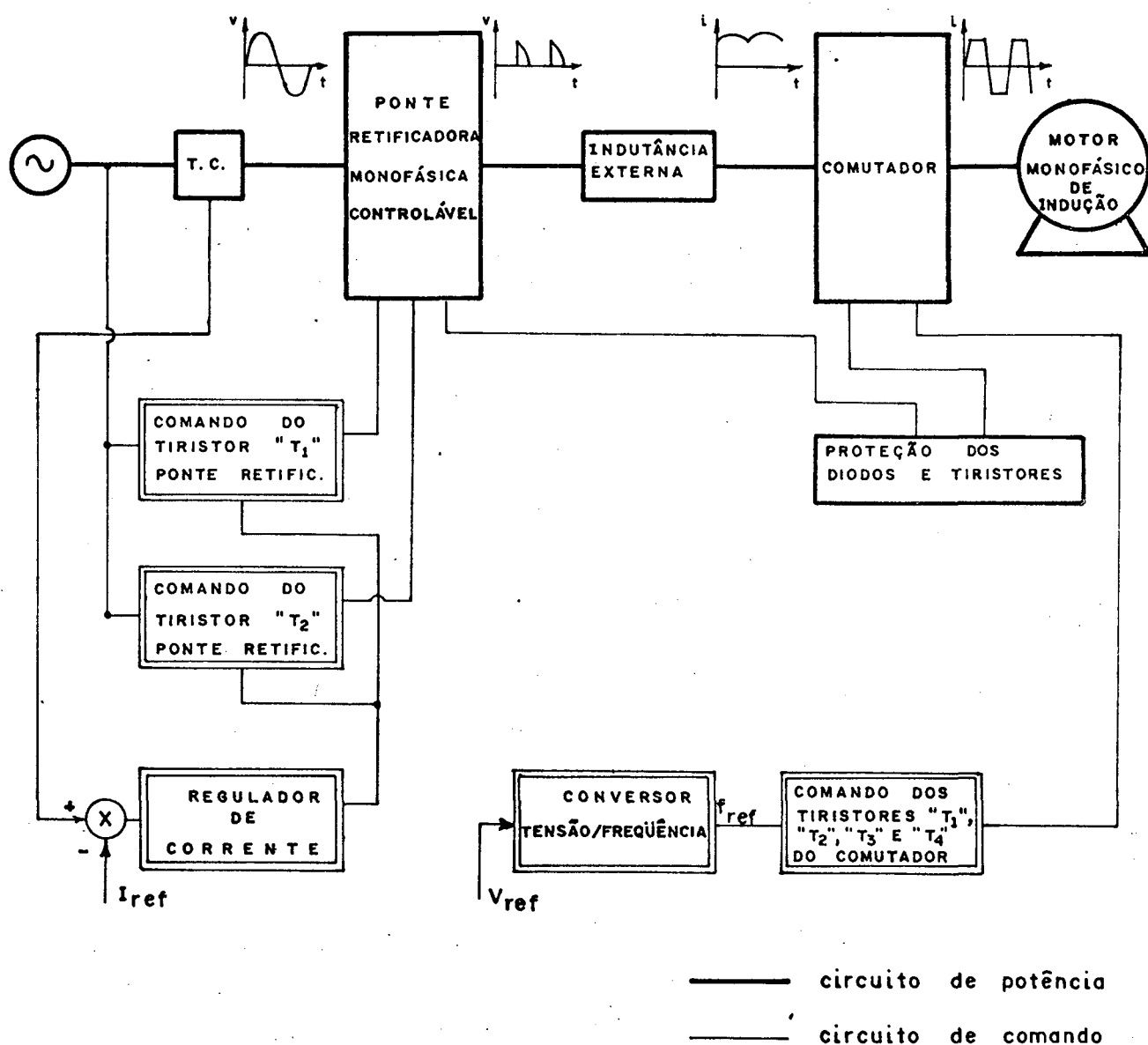


Figura 7.1 - Diagrama geral do protótipo utilizado para alimentação do motor

No Circuito de Potência a Ponte Retificadora Monofásica Controlável recebe a energia diretamente da rede, e de acordo com o ângulo de disparo dos tiristores irá transmitir maior ou menor energia ao Indutor Externo, destinado a filtrar a corrente contínua. O comutador faz com que a corrente contínua passe a ser alternada, com a frequência desejada, de acordo com o disparo dos tiristores.

Com a Proteção dos Diodos e Tiristores os conversores estáticos ficam protegidos contra picos de tensão que porventura poderão ocorrer no sistema.

No Circuito de Comando da Ponte Retificadora, através do Transformador de Corrente, tem-se uma imagem da corrente solicitada pelo sistema. A diferença entre esta corrente e a corrente de referência ( $I_{ref}$ ) fará com que o Regulador de Corrente altere os Comandos dos Tiristores  $T_1$  e  $T_2$ .

O Circuito de Comando do Comutador é controlado por uma tensão contínua que passando pelo Conversor Tensão/Frequência impõe a frequência desejada pelo operador, efetuando assim o controle pelo Comando dos Tiristores  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  e  $T_4$ .

### 7.3 - Circuito de Potência

A parte correspondente ao circuito de potência é dada pela Figura (7.2); com as devidas proteções dos componentes.

Todos os componentes do circuito de potência devem ser dimensionados para uma corrente eficaz de 5,1A. Assim ficam dimensionados os conversores estáticos, fusíveis rápidos, disjun

tor, podendo ser utilizados nos seguintes valores:

- tiristores 12A, com tempo de aplicação inversa menor ou igual a 1,0ms.
- diodos 12A.
- fusíveis rápidos de 6A.
- disjuntor monofásico de 10A.

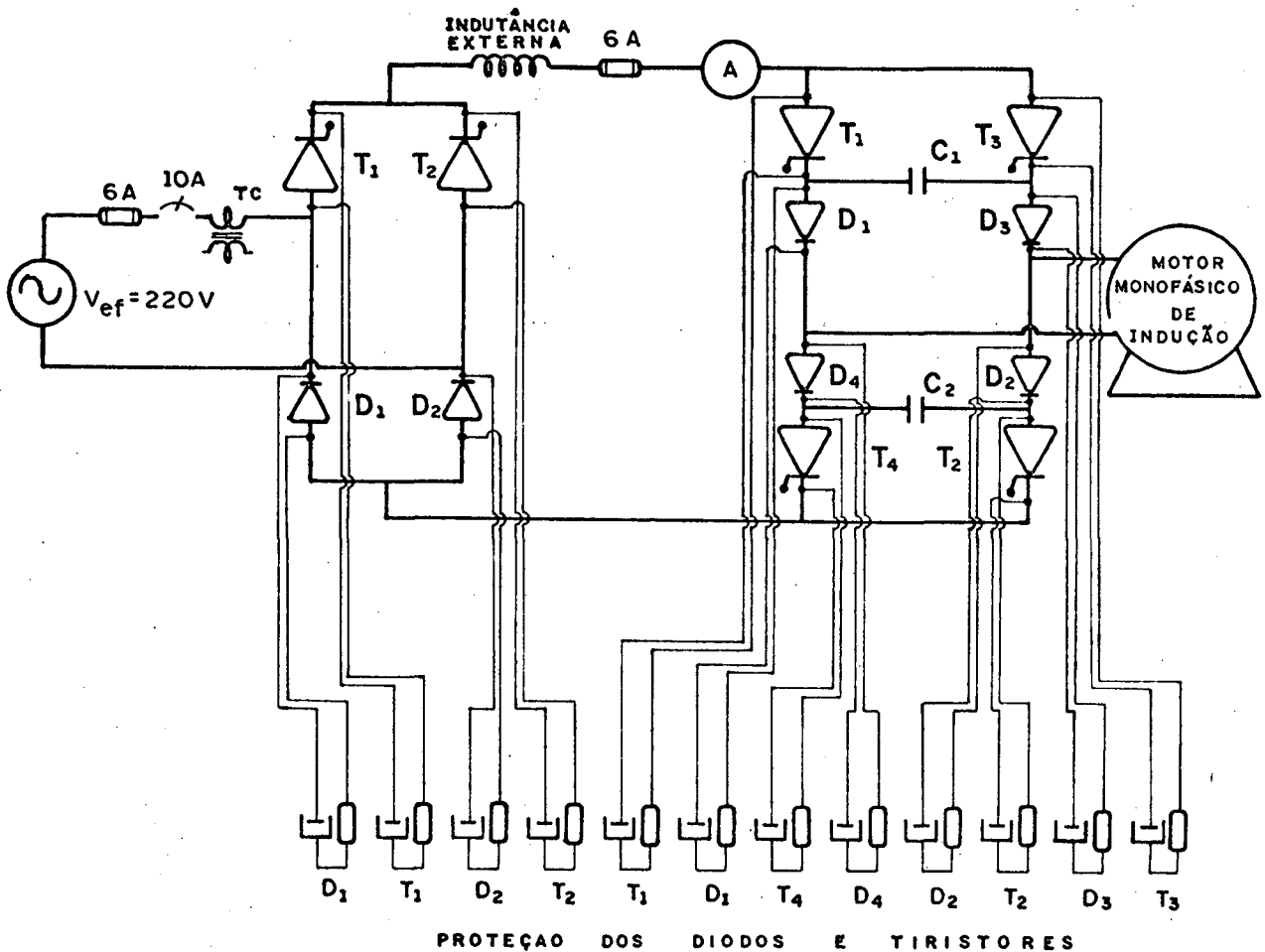


Figura 7.2 - Esquema de ligação do circuito de potência.

A proteção dos conversores estáticos é constituída de um resistor e um capacitor para cada componente, sendo:

- capacitor de tensão alternada de 0,1 $\mu$ F
- resistor de 33 $\Omega$

O amperímetro mede a amplitude da corrente na saída do comutador.

Foi empregada uma indutância externa de 400 mH.

#### 7.4 - Comando dos Tiristores da Ponte Retificadora Monofásica Controlável.

Os tiristores da Ponte Retificadora são comandados por duas placas, conforme esquema geral da Figura (7.1), sendo que estão sincronizadas entre si, de tal maneira que, cada tiristor conduza durante o intervalo de um semi-ciclo.

Cada tiristor possui um circuito de comando, dado pelo diagrama de blocos da Figura (7.3), e seu correspondente circuito implementado, Figura (7.4), [5].

A finalidade de cada bloco do circuito de comando, dado pela Figura (7.3) é a seguinte:

- a) sincronismo - sincroniza com a rede os pulsos de disparo do tiristor. Funciona também como abaixador de tensão para compatibilizar o uso do amplificador operacional.
- b) comparador em zero - transforma a tensão senoidal em uma onda quadrada.
- c) supressão do semi-ciclo negativo - comanda o disparo do tiristor apenas no semi-ciclo positivo da rede.
- d) geração da rampa - gera uma seqüência de rampas,



sincronizadas com a rede.

- e) comparador com referência variável - compara a tensão de rampa com a tensão externa, oriunda do Regulador de Corrente, ocasionando assim o comando no ângulo de disparo do tiristor.
- f) multi-vibrador astável - fornece uma onda quadrada simétrica de frequência em torno de 20 KHz.
- g) porta "E" - supressora do semi-ciclo negativo - a partir dos sinais do comparador de referência variável ( $f = 60\text{Hz}$ ) e do multi-vibrador astável ( $f = 20\text{ KHz}$ ), através de uma porta "E" é possível fazer-se passar um trem de pulsos de alta frequência (20 KHz) pela janela aberta pela baixa frequência (60 Hz).
- h) circuito diferenciador - garante o chaveamento do tiristor no preciso instante da subida do sinal de baixa frequência.
- i) porta "OU" - supressora do semi-ciclo negativo - a partir dos sinais do circuito diferenciador e da porta "E", fazendo-os passar por uma porta "OU" efetua-se a soma dos mesmos, garantindo assim um pulso firme na saída, mesmo que no instante de subida do sinal do comparador com referência variável, o sinal do multi-vibrador astável esteja descendo ou em outra situação qualquer.
- j) estágio amplificador - tem como função aumentar a amplitude dos pulsos.

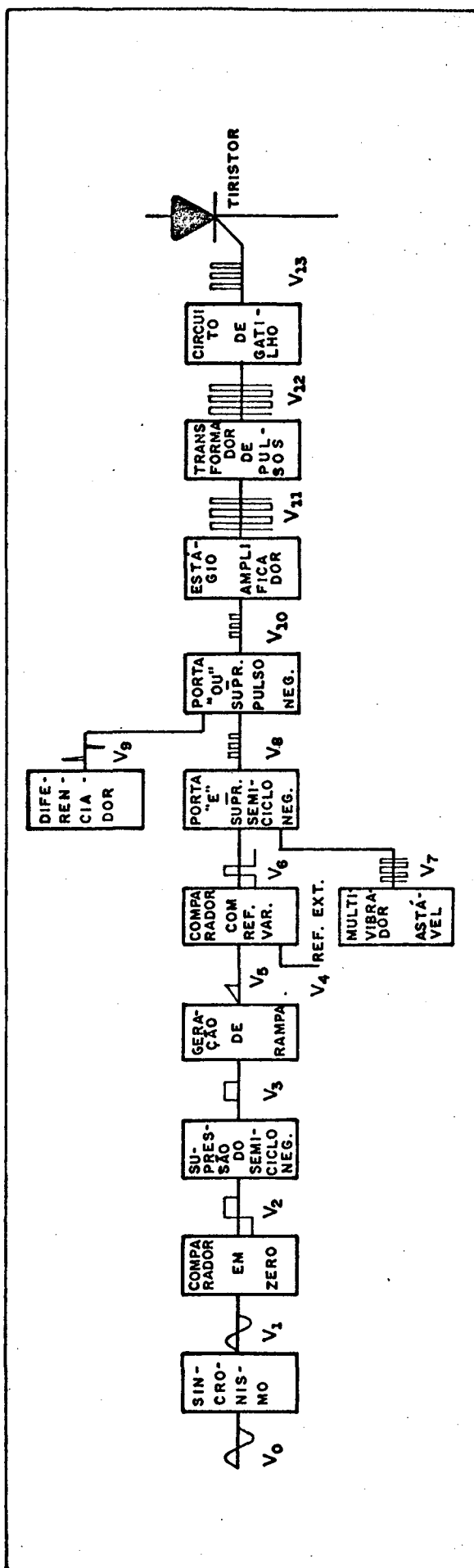


Figura 7.3 - Diagrama de blocos da placa de circuito de comando de um dos tiristores da ponte retificadora.

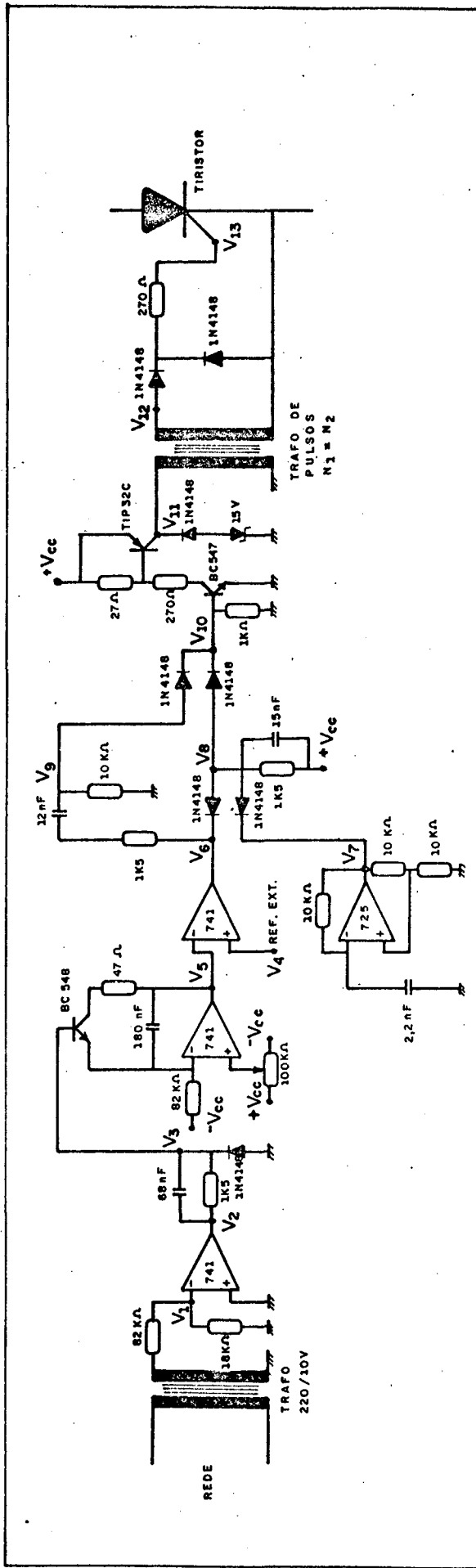


Figura 7.4 - Circuito implementado para comando de cada tiristor da ponte retificadora.

k) transformador de pulsos - isola o circuito de comando evitando assim problemas que porventura surjam na parte de potência da montagem se propaguem para o circuito de comando, através do circuito de gatilho.

l) circuito de gatilho - tem como função adequar a tensão e a corrente de saída do transformador de pulsos para o gatilho do tiristor.

### 7.5 - Regulador de Corrente

O circuito que regula a amplitude da corrente a ser imposta do motor, é dado em diagrama de blocos, Figura (7.5).

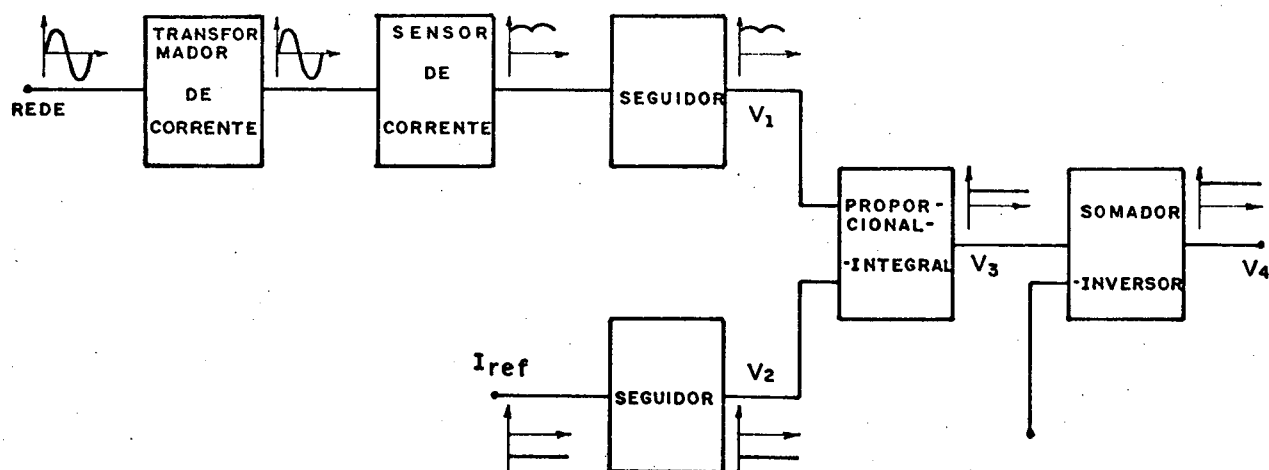


Figura 7.5 - Diagrama de blocos do circuito regulador de corrente.

O diagrama de blocos é implementado pelo circuito

dados pela Figura (7.6).

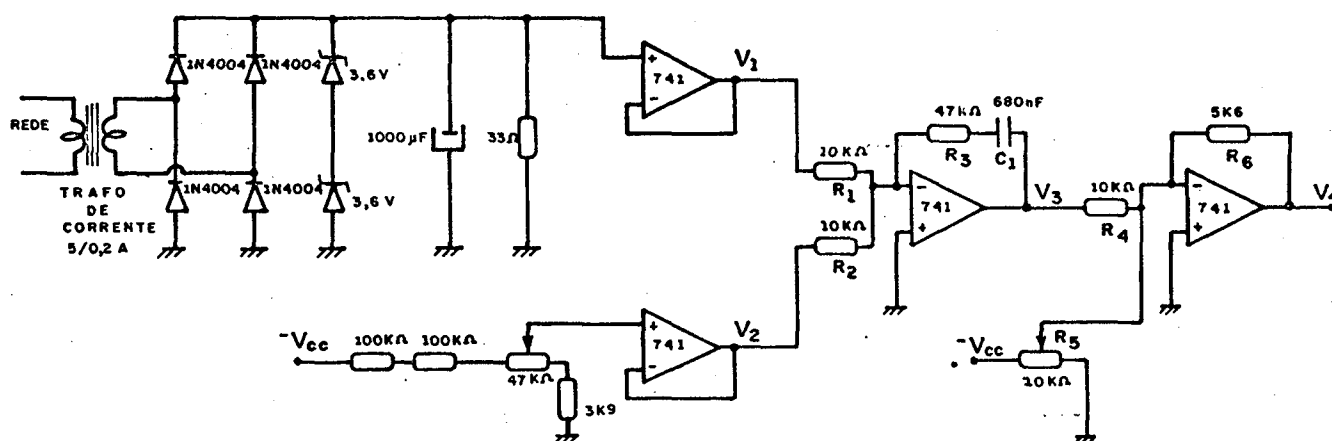


Figura 7.6 - Circuito implementado para o regulador de corrente

Cada bloco do diagrama da Figura (7.5) tem a seguinte função:

- a) transformador de corrente - retratar a imagem da corrente que está sendo solicitada pelo circuito de potência.
- b) sensor de corrente - a corrente que antes alternada passa a ser uma corrente contínua, imagem do circuito de potência.
- c) seguidor - criar um caminho de alta impedância para a circulação de corrente no restante do circuito.
- d) proporcional - integral - fazer com que a dife-

rença entre a imagem da corrente do circuito de potência e a corrente desejada tenda a zerar, ou seja, a ponte retificadora fornecer uma corrente igual à corrente de referência.

- e) somador inversor - complementar a tensão na saída do proporcional integral, de maneira que a tensão na saída da placa seja positiva e de módulo compatível com o ângulo de disparo dos tiristores.

### 7.6. Conversor Tensão/Frequência

A frequência a ser imposta no sistema é obtida através do conversor tensão/frequência. Através de um potenciômetro obtém-se a frequência desejada.

O diagrama de blocos é dado na Figura (7.7), e o circuito implementado na Figura (7.8) [3].

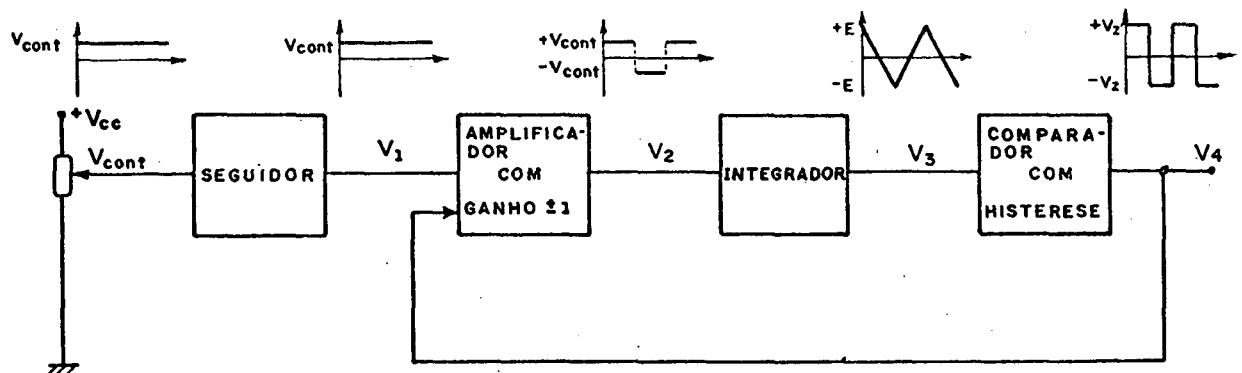


Figura 7.7 - Diagrama de blocos do conversor tensão/frequência.

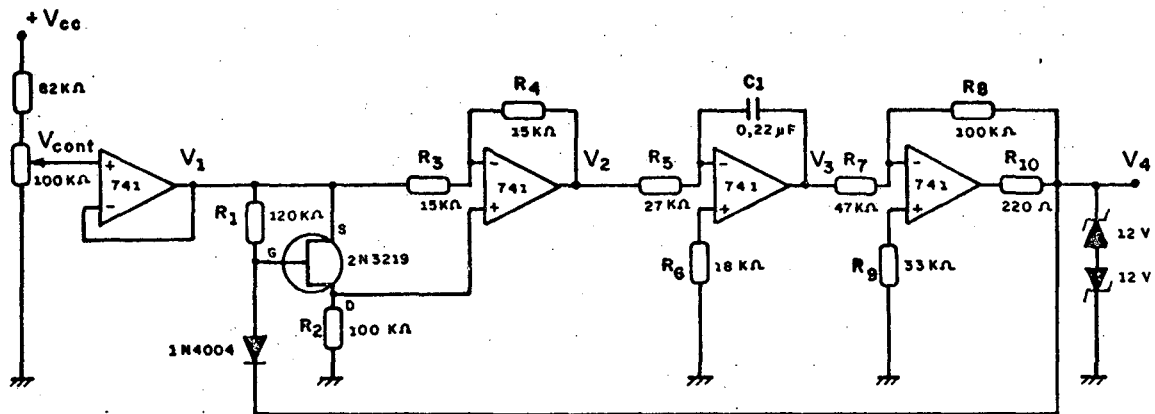


Figura 7.8 - Circuito implementado para o conversor tensão/frequência.

Com o potenciômetro obtêm-se uma variação de tensão contínua ( $V_{\text{cont}}$ ). O amplificador, juntamente com uma chave eletrônica, faz com que na entrada do integrador tem-se uma onda quadrada ( $\pm V_{\text{cont}}$ ). Pela passagem no integrador aparece uma onda triangular de amplitude  $\pm E$ . O comparador com histerese limita a tensão entre dois valores  $\pm V_z$  (tensão de Zener), com uma frequência que é função linear da tensão de entrada ( $V_{\text{cont}}$ ).

A equação que relaciona a frequência de saída do sinal com a respectiva tensão de entrada ( $V_{\text{cont}}$ ) é dada por: [3]

$$f = \frac{R_8}{4R_7 R_5 C_1} \cdot \frac{V_{\text{cont}}}{V_z} \quad (7.1)$$

Sabendo-se que:

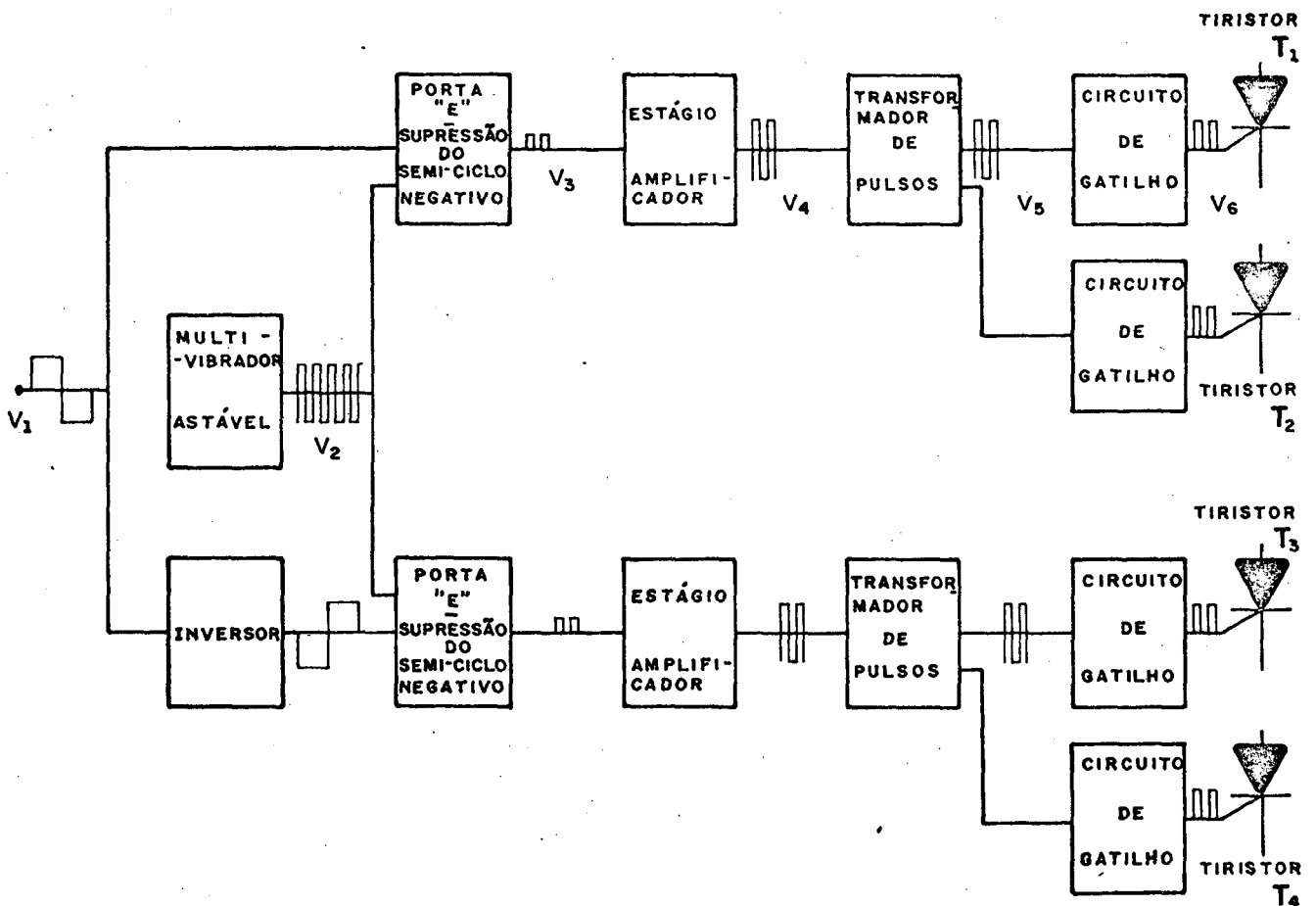
$$0 \leq V_{\text{cont}} \leq 8,5 \text{ Volts} \quad (7.2)$$

Então

$$0 \leq f_s \leq 63\text{Hz} \quad (7.3)$$

### 7.7 - Comando dos Tiristores do Comutador

Os tiristores do comutador são comandados dois a dois, simultaneamente, conforme seqüência de funcionamento do comutador, visto no capítulo 4.



7.9 - Diagrama de blocos do circuito de comando dos tiristores do comutador.



É interessante observar que algumas partes deste circuito são semelhantes às já mencionadas no item 7.4, ou seja, comando dos tiristores da ponte retificadora.

O diagrama de blocos com o circuito implementado são dados pelas Figuras (7.9) e (7.10) respectivamente.

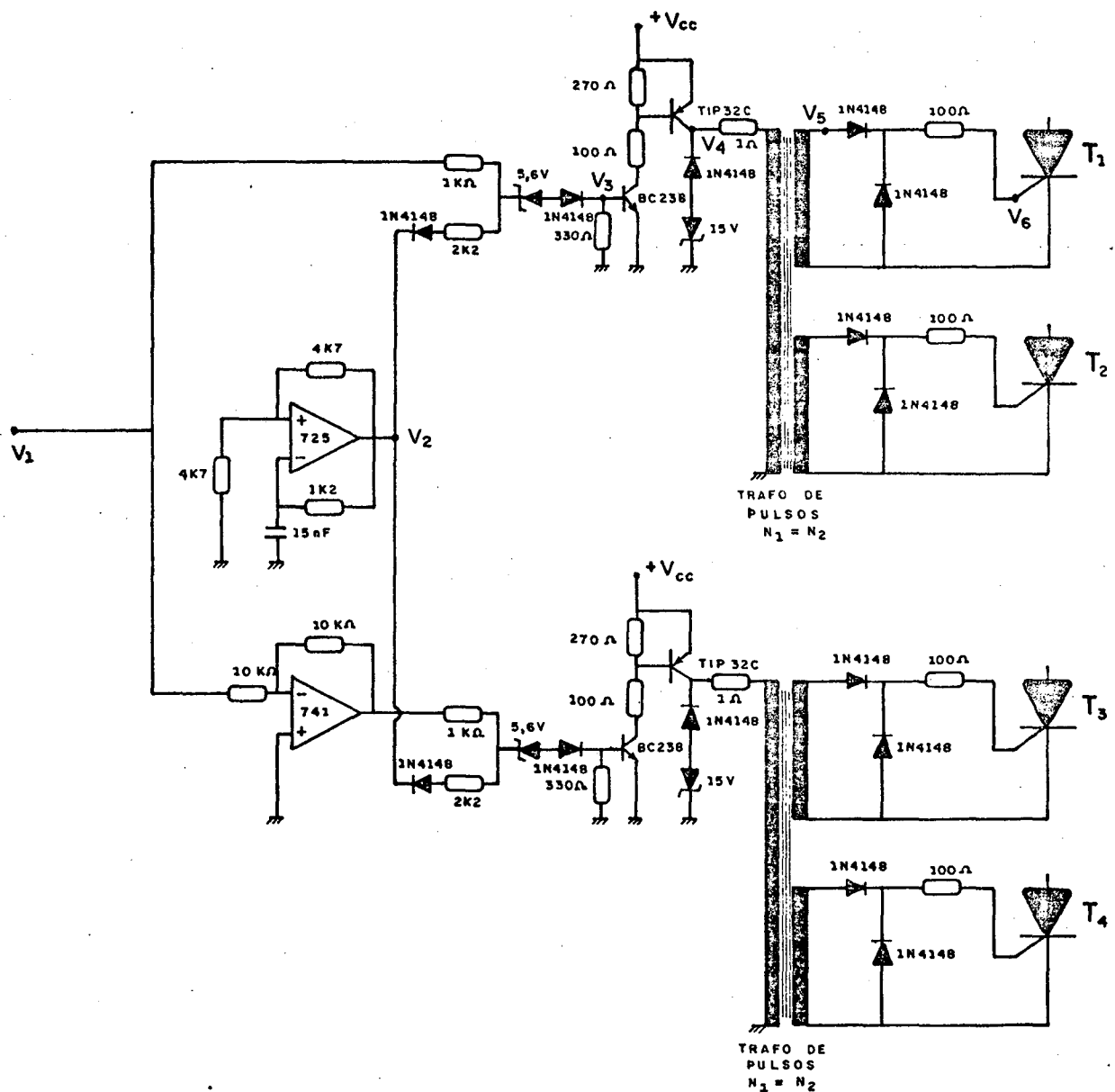


Figura 7.10 - Circuito implementado para comando dos tiristores do comutador.

A função de cada bloco componente já foi descrito no ítem 7.4, e a Figura (7.11) mostra as formas de onda de cada etapa do funcionamento do circuito.

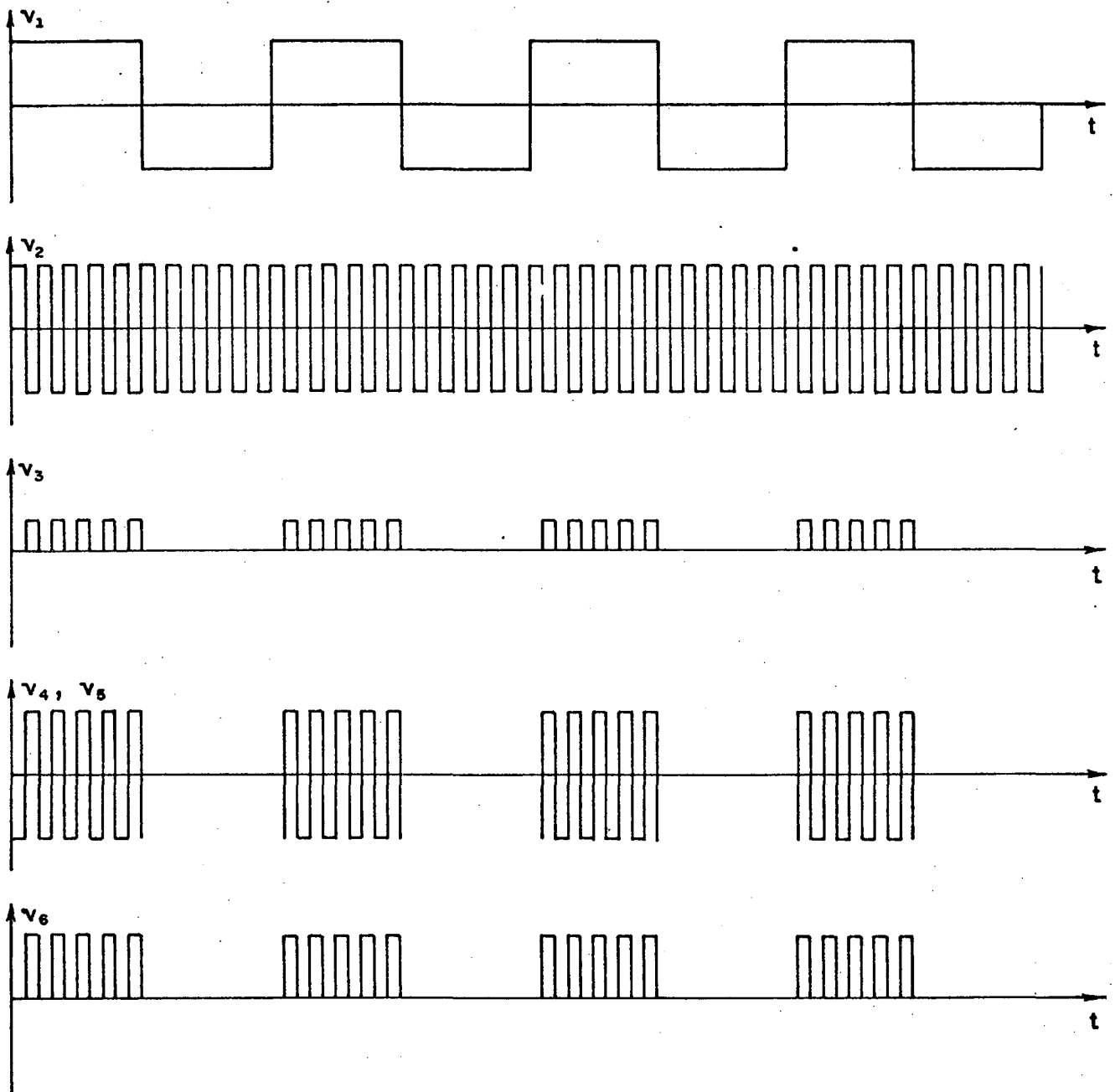


Figura 7.11 - Formas de onda do circuito de comando dos tiris tores do comutador.

O "inversor" é para que os tiristores  $T_3$  e  $T_4$  disparem no semi-período negativo.

A porta "E" faz com que os pulsos que irão entrar no "estágio amplificador" são resultantes da tensão  $v_1$  positiva e  $v_2$  negativa; como ilustrado na Figura (7.14). Após o "estágio amplificador" os pulsos são amplificados e, posteriormente protegidos das falhas no circuito de potência, através do transformador de pulsos" com dois enrolamentos secundários. No "circuito de gatilho" há a supressão dos pulsos negativos e os pulsos são adequados em tensão e em corrente para disparar os tiristores, do comutador.

#### 7.8 - Conclusões

Neste capítulo descreveu-se todos circuitos empregados na implementação de um protótipo de laboratório.

Com as informações nele contidas é possível reproduzir-se o referido protótipo.

Não são apresentados os cálculos realizados no dimensionamento dos circuitos de comando, devido a necessidade de se limitar o volume do presente trabalho escrito.

Para a regulação de corrente foi feito um estudo teórico simplificado, não apresentado pelas razões já explícitas, apenas com o objetivo de estabelecer ordens de grandeza dos parâmetros do regulador. Foram feitos ajustes finos de bancada, dos parâmetros, até que a resposta fosse considerada satisfatória.

## C O N C L U S Õ E S

A partir dos estudos realizados no desenvolvimento do trabalho apresentado, pode-se concluir que:

- 1 - O motor monofásico de indução quando alimentado em corrente possui um torque máximo praticamente constante para as frequências de alimentação de 10 a 60 Hz.
- 2 - A velocidade do eixo do motor varia muito pouco com a variação do torque, para frequência de alimentação constante.
- 3 - O sistema comutador-motor não apresenta picos de corrente, visto que a corrente é imposta no motor. Com isto, a confiabilidade e a robustez ficam aumentadas.
- 4 - O conversor utilizado possui um comando relativamente simples e de fácil dimensionamento, como pode ser visto no estudo analítico desenvolvido.
- 5 - O programa de simulação desenvolvido facilita o estudo do comportamento do motor e verifica se os componentes utilizados no comutador estão respondendo de maneira satisfatória.

Convém ressaltar que neste trabalho foi efetuado um estudo somente para regime permanente. Para complementação deste assunto deve-se estudar a partida do motor e estabilidade do sistema comutador-motor.

## A P Ê N D I C E A

## FLUXO RESULTANTE MÁXIMO DO ESTATOR

O presente apêndice tem como objetivo mostrar que o fluxo máximo do estator é proveniente somente do fluxo máximo no enrolamento no eixo direto.

A partir do modelo generalizado de Park para a máquina de indução polifásica, equação (1.1.a), desprezando-se a resistência do estator, pode-se dizer que:

$$v_s^d = p(L_s i_s^d + m_{sr} i_r^d) \quad (\text{A.1})$$

$$v_s^q = p(L_s i_s^q + m_{sr} i_r^q) \quad (\text{A.2})$$

Se a corrente de alimentação é senoidal tem-se:

$$v_s^d = j\omega\phi_s^d \quad (\text{A.3})$$

$$v_s^q = j\omega\phi_s^q \quad (\text{A.4})$$

Os fluxos instantâneos podem ser escritos da seguinte forma:

$$\phi_s^d = \phi_s^d \cos\omega t \quad (\text{A.5})$$

$$\phi_s^q = \phi_s^q \sin\omega t \quad (\text{A.6})$$

O fluxo resultante ( $\phi_R$ ) é dado por:

$$\phi_R = \phi_s^d + j\phi_s^q \quad (\text{A.7})$$

Substituindo os valores correspondentes de  $\phi_s^d$  e  $\phi_s^q$  encontra-se:

$$\phi_R = \phi_s^d \cos\omega t + j\phi_s^q \text{sen}\omega t \quad (\text{A.8})$$

Sabe-se que:

$$\cos\omega t = \frac{e^{j\omega t}}{2} + \frac{e^{-j\omega t}}{2} \quad (\text{A.9})$$

$$\text{sen}\omega t = \frac{e^{j\omega t}}{2} - \frac{e^{-j\omega t}}{2} \quad (\text{A.10})$$

Assim

$$\phi_R = \frac{(\phi_s^d + \phi_s^q)}{2} e^{j\omega t} + \frac{(\phi_s^d - \phi_s^q)}{2} e^{-j\omega t} \quad (\text{A.11})$$

Este fluxo resultante pode ser decomposto em dois fluxos com módulos diferentes girando em sentidos contrários.

$$\phi_R = \phi_s^f + \phi_s^b \quad (\text{A.12})$$

Onde

$$\phi_s^f = \frac{\phi_s^d + \phi_s^q}{2} e^{j\omega t} \quad (\text{A.13})$$

$$\phi_s^b = \frac{\phi_s^d - \phi_s^q}{2} e^{-j\omega t} \quad (\text{A.14})$$

Fixando

$$t = 0 \quad (\text{A.15})$$

$$\phi_s^f = \frac{\phi_s^d + \phi_s^q}{2} \quad (\text{A.16})$$

$$\phi_s^b = \frac{\phi_s^d - \phi_s^q}{2} \quad (\text{A.17})$$

Assim o fluxo resultante ( $\phi_R$ ), expressão (A.12), será máximo quando os dois vetores estiverem sobrepondo-se.

$$\phi_{R_{\max}} = \phi_s^d$$

Logo, o fluxo resultante máximo é igual ao máximo fluxo do eixo direto.



## A P Ê N D I C E B

## PROGRAMAS UTILIZADOS

- 1 - JAL OSVS1 - este programa calcula a tensão do estator (valor eficaz), fluxo concatenado máximo do estator (valor eficaz) e o torque médio do motor para várias frequências de alimentação, em função da velocidade do motor. Usado para traçar as curvas das Figuras (2.1) a (2.6).
- 2 - INSTAN FORTRAN - calcula os valores instantâneos da tensão e fluxo do estator, torque instantâneo do motor para uma corrente de alimentação senoidal. Utilizado para traçar as curvas das Figuras (3.2) a (3.5).
- 3 - CAPACITO FORTRAN - dimensiona o capacitor a ser utilizado no comutador e calcula os intervalos de tempo da comutação. Usado para traçar as curvas das Figuras (4.15) e (4.16).
- 4 - SIMULA OSVS1 - este programa efetua a simulação global do sistema comutador-motor. Usado para traçar as curvas das Figuras (5.7) e (5.8). Comprova também as expressões analíticas, dos valores instantâneos, das Figuras (3.2) a (3.5).

FILEO JAL QSVSI Z1 NULUO DE PROCESSAMENTO DE DADOS

//JALLANI J13 (ELA+PORA)REL 44...ABERT,CLASS=B, TIME=2,MSLEVEL=(1,1), DINGOO10  
//MSCLASSEV  
//SLEF01 EXEC FTGIGU,CLASSEV  
//FURTSYSHEL PC \*

C \*\*\*\*\*  
C MOTOR MANUFASICO DE TRAJCAM ALIMENTADO EM CORRENTE  
C \*\*\*\*\*  
C \*\*\*\*\*  
C \*\*\*\*\*

C ESTE PROGRAMA CALCULA TUAJE HRCIO, FLUOQ CONCENTRADO E A  
C TUNSAO DE ESTATOR,  
C PARA VARIAS FREQUENCIAS DE ALIMENTACAO,  
C EM FUNCAO DA VELOCIDADE DO MOTOR(MR).

C-----  
C VERBAIS DITADAS

FI = FREQUENCIA DE ALIMENTACAO  
FLX = FLUOQ  
HI = MOVIMENTO DE PONTOS INGERIDOS NI ARMAZENAMENTO  
HI = ESPACO ENTRE OS PONTOS DA ABSCISSA  
H = ESPACO DE CADA PONTO CALCULADO  
IS = CORRENTE DO ESTATOR  
KCHT = CONTATO A CUS PONTOS PLUTADOS  
L = INDICADOR DA FREQUENCIA DE ALIMENTACAO  
LSLR,LA = PARAMETROS DO MOTOR  
MR = MOVIMENTO DE INCLINACOES  
RA = RAIO DE CURVAS PLUTADAS  
FINE = PONTEM ABELJA CURVA A SER DESPACHAZADA NA PLOTAGEM  
KRS = PARAMETROS DO MOTOR  
SPEC = ESPACO ENTRE OS PONTOS DA ABSCISSA  
TJ = TORQUE

KXP,XS = RENTANCIAS CIRCULARES  
KX(J) = INDICADOR DAS CURVAS  
AS = TAMANHO DO ESTATOR EIAC DIRETO  
NA = INDICADOR DO ARMAZENAMENTO  
AP = FAP DA ARMAZENAGEM  
MI = VELOCIDADE MECANICA INICIAL  
WINT = TUAJO DA PLUJAGEM DA CURVA  
MA = VELOCIDADE MECANICA DO MOTOR  
AREDE = VELOCIDADE SINCRONA DA REDE  
AS = VELOCIDADE SINCRONA DO MOTOR

C-----  
C MR=37,0VAM,LUNENT  
C AP=15,CRIS,LA,MI,PL2,PL3,PL4  
C JREDE=PI  
C DIMENSION AM(500),AX(50),XUNIT(3,5),ICURV(3),AM(500),AREDE(500),  
C \*AS(150),AS(1500),AS(500),AM(500),AS(500),AF(500)  
C DOUBLE PRECISION A,B,C,D,E,FF

C-----  
C L=PI  
C T=PE,  
C AM=3  
C MI=0,  
C AS=PI

- DINCO020
- DINCO040
- DINCO060
- REY00010
- \*REY00020
- REY00030
- \*REY00040
- \*REY00050
- REY00060
- REY00070
- REY00080
- REY00090
- REY00100
- REY00110
- REY00120
- REY00130
- REY00140
- REY00150
- REY00160
- REY00170
- REY00180
- REY00190
- REY00200
- REY00210
- REY00220
- REY00230
- REY00240
- REY00250
- REY00260
- REY00270
- REY00280
- REY00290
- REY00300
- REY00310
- REY00320
- REY00330
- REY00340
- REY00350
- REY00360
- REY00370
- REY00380
- REY00390
- REY00410
- REY00420
- REY00430
- REY00440
- REY00450
- REY00460
- REY00490
- REY00500
- REY00510
- REY00520
- REY00530

FILED JAL OSVSI A1 NUCLEU DE PROCESSAMENTO JE DADOS

```

PINT=0
HI=1
-----
500 READULEI,5001((CONT(I,J),J=1,5),I=1,NH)
    *M=41
    PI=ACOS(-1)
    LEITURA DO NUMERO DE FREQUENCIAS
    5 READULEI,51NF
      *FORMAT(I)
    LEITURA DOS PARAMETROS DO AUTGR MONCFASICO
    READULEI,51R,51SLM,RR,74
    10 *FORMAT(5,F10.0)
      *KIT=(IMP,15)AS,LS,LM,16,13
    15 *FORMAT(7,1A,1R,5=,F10.0,1A,1L,5=,F10.0,1X,1M=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0)
    LEITURA DA CORRENTE DE ALIMENTACAO
    READULEI,16JIS
    16 *FORMAT(F,2)
-----
DO 100 I=1,NF
-----
    READULEI,25 F(L)
    25 *FORMAT(F,2)
    *WRITE(IMP,28)
    28 *FORMAT(7,1X,1A,1R,5=,F10.0)
    *WRITE(IMP,30 F(L))
    30 *FORMAT(7,1Y,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0)
    *WRITE(IMP,31JIS)
    31 *FORMAT(7,1Y,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0)
-----
    *M=41
    *R(5*(L)-2)*F(L)*PI
    *C(L)=LAS REATAFIAS CICLICAS
    *X(L)=2*PI*F(L)*L
    *XS(L)=2*PI*F(L)*LS
    *XM(L)=2*PI*F(L)*LM
    *WRITE(IMP,32)
    32 *FORMAT(7,1A,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0,1X,1R,5=,F10.0)
    *WRITE(IMP,33AR(L),AS(L),AM(L))
    33 *FORMAT(5A,5F10.0,7X,5F10.0,7X,5F10.0)
-----
    KUNT=0
    *S=F(L)*30.000
    *MINT=PI*AS
    *H=C*0.1775
    *SPES=H*H1
    *HI=H*H1
    *VF=AS
-----
    41 *M=41*AS
      *R(5*(L)-2)*R(5*(L)-2)*R(5*(L)-2)
      *R(4*(L)-2)*R(4*(L)-2)*R(4*(L)-2)
      *R(3*(L)-2)*R(3*(L)-2)*R(3*(L)-2)
      *R(2*(L)-2)*R(2*(L)-2)*R(2*(L)-2)

```

```

KEYC0540
REY00550
PEY00560
LEY00570
REY00580
REY00590
REY00600
REY00610
REY00620
REY00630
REY00640
REY00650
REY00660
REY00670
REY00680
REY00690
REY00700
REY00710
REY00720
REY00730
REY00740
REY00750
REY00760
REY00770
REY00780
REY00790
REY00800
REY00810
REY00820
REY00830
REY00840
REY00850
REY00860
REY00870
REY00880
REY00890
REY00900
REY00910
REY00920
REY00930
REY00940
REY00950
REY00960
REY00970
REY00980
REY00990
REY01000
REY01010
REY01020
REY01030
REY01040
REY01050
REY01060
REY01070
REY01080

```





FILE JAL GYSI AI NULLOU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

```

66 CONTINUE
C PAZ CONSISTENCIA DOS DADOS
C
IF((AI+XF+DELTA).NE.(JDD)JUTZ
WRITE(4,1)
FORMATT(18X,'FALTA M EN DOS JDS LIMITES DE X DOS PARAMETROS DA PLOTTER')
1, /)
RETURN
C
C GERACAO DO NUMERO DE PERIUS A SEREM PLOTADOS
C
C02 NL=((XF-XI)/DELTA+1)
2 MI=K*NT
XIS=AI
C
C PESQUISA DOS VALORES DE MAXIMO E MINIMO DA FUNCAO
C
XAA=5.
XMI=0.
DJ ZI I=1,NC
FF=(GUA(VI)*ER.OJAGCT)ZO
CJAZ=MI+NL
MI=FUJ(N,R)
IF(X.AGT.OXP)XMA=FUN(N,MI)
IF(X.LT.XPI)XMI=FUN(N,MI)
CONTINUE
20 CONTINUE
MULT=(XMA-XMI)/108
IF(ZMULT.FZ.O)RETURN
C
C PJC(CFC 0) E IXI X=0
C
IA=-XMI/XPULT+2
C
C IMPRESSAO DA ESCALA DE Y
C
WRITE(4,55)
FORMATT(111,'OKORACAO',/,111,*,*,108(1,-),*,*)
DA=IARI-XMI/5
T2=XII+EX
T3=XII+Z*DX
T4=XMI+Z*DX
T5=XMI+4*DX
IF(DX.LT.O.OG1)OR.(BS(XM).GT.O1.E6JGCT)54
IF(DX.LT.O.OG1)OR.(BS(XMI).GE.1.E6JGCT)54
WRITE(4,53)XII,T2,T3,T4,T5,XMA
FORMATT(111,*,*,111.3,T2.4,111.3,T4.7,111.3,T5.9,111.3,T91,111.3,T109,
111.3,*,*)
53 GOTO 50
CONTINUE
WRITE(4,54)
FORMATT(111,*,*,111.4,T2.4,111.4,T4.7,111.4,T5.9,111.4,T91,111.4,T109,
111.4,*,*)
54 CONTINUE
WRITE(4,55)
FORMATT(111,*,*,111.5,T2.4,111.5,T4.7,111.5,T5.9,111.5,T91,111.5,T109,
111.5,*,*)
55 CONTINUE
WRITE(4,56)
FORMATT(111,*,*,111.6,T2.4,111.6,T4.7,111.6,T5.9,111.6,T91,111.6,T109,
111.6,*,*)
56 CONTINUE
WRITE(4,57)

```

```

REY02190
REY02297
REY02210
REY02220
REY02230
REY02230
REY02260
REY02270
REY02280
REY02290
REY02300
REY02310
REY02320
REY02330
REY02340
REY02350
REY02360
REY02370
REY02380
REY02390
REY02400
REY02410
REY02420
REY02430
REY02440
REY02450
REY02460
REY02470
REY02480
REY02490
REY02500
REY02510
REY02520
REY02530
REY02540
REY02550
REY02560
REY02570
REY02580
REY02590
REY02600
REY02610
REY02620
REY02630
REY02640
REY02650
REY02660
REY02670
REY02680
REY02690
REY02700
REY02710
REY02720
REY02730

```

FILEO JAL GVSV1 AI NULOZ DE PROCESSAMENTO DE DADOS

```

57  FORAT(LX,ABSCISSA, TIL,*,*,21(1-1),V',3(21(1-1),*V'),Z0(1-1),*REY02740
C  )
C  C DETERMINA O TAMANHO DAS QUADRICULAS
C  IKH=1L
C  (KV=7
C
C  C FURFACA) E IMPRESSAO DAS CURVAS
C  CUSON=1,NL
D059=1,110
A(N)=URAN
NZ=NA+1
IF (NL-IKV)/O,CO,70
D-VGN=1,110,2
A(N)=PT
NZ=J
GOT375
D072H=1,110,IKH
A(N)=PT
A(I)=TV
A(110)=TV
A(111)=II
C
C  C DETERMINA NOVOS PONTOS DA CURVA JA ENQUADRADOS
C
C  D075=1,NC
IF (ICURV(N),F00)GOTO175
LF=FIX((FUN(N,M)-XN)/XU-F+2)
3(LF)=SIG(N)
CONTINUE
75
C  C IMPRESSAO DA CURVA
C
C  WRIT(4,83)XIS,A
F0FA(GT1X,F002,TIL,HOAI)
XIC=ABS(DELTA
CONTINUE
90
C  C IMPRIME FINAL
C
A=IT:(W,50)
FORAT(TIL,*,*,21(1-1),*,*,3(21(1-1),*V'),Z0(1-1),*+)
W=LF:(W,50)SIG(N),CONT(N,M),M=1,5),N=1,NC)
FORAT(TIL,*,*,(AL,*,*,4X),T120,*,*,/T11,*,*,4(A1,*,*,5X,4XRLY03190
1),T120,*,*,/T11,*,*,4(AL,*,*,5A,4X),T120,*,*,/T11,*,*,4(A1,*,*,
255,4,6A),T120,*,*)
WRIT(4,50)
FORAT(TIL,*,*,100(1-1),*+)
SETUN
END
/*
//OOJ-SYSH CO *
//PRQUE (PR-1)

```

REY02750  
REY02760  
REY02770  
REY02780  
REY02790  
REY02800  
REY02810  
REY02820  
REY02830  
REY02840  
REY02850  
REY02860  
REY02870  
REY02880  
REY02890  
REY02900  
REY02910  
REY02920  
REY02930  
REY02940  
REY02950  
REY02960  
REY02970  
REY02980  
REY02990  
REY03000  
REY03010  
REY03020  
REY03030  
REY03040  
REY03050  
REY03060  
REY03070  
REY03080  
REY03090  
REY03100  
REY03110  
REY03120  
REY03130  
REY03140  
REY03150  
REY03160  
REY03170  
REY03180  
REY03190  
REY03200  
REY03210  
REY03220  
REY03230  
REY03240  
REY03250  
DIR0073  
DIR0079

FILED JAL USVSI A1 NULLEU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

FLUXO (WEMER)  
TENSÃO (V)

3.448 0.326700 0.311300 3.564 0.326700

4.50  
60.0  
50.0  
40.0  
30.0  
20.0  
10.0  
/\*  
//

CLE00330  
CLE00340

CLE00350

DINCO110  
DINCO120



```

*****
ESTE PROGRAMA CALCULA OS VALORES INSTANTANEOS DA
- TENSÃO DO ESTATOR
- FLUXO DO ESTATOR
- TORQUE DO MOTOR

SENDO A CARENTE DE ALIMENTAÇÃO SENDIDAL

UTILIZADO PARA TRACAR AS CURVAS DAS FIGURAS (3.2), (3.3), (3.4) E
(3.5)

DADOS DE ENTRADA GERAIS
N = NUMERO DE EQUACOES DIFERENCIAIS
NM = NUMERO DE CURVAS A SEREM PLOTADAS
X = VETOR ONDE SERAO INTRODUZIDAS AS CONDICAOES
INICIAIS
CONT = MATRIZ DE IDENTIFICACAO DAS CURVAS
ID = TEMPO INICIAL
NPER = NUMERO DE PERIODOS FLUTANTES
NTRAN = NUMERO DE PERIODOS TRANSITÓRIOS
NPH = NUMERO DE JAVIGES DO PERIODO PELO VALOR DE H
H = PASSO DE INTEGRACAO
HI = NUMERO DE PONTOS LONGRADGS NO ARMAZENAMENTO
OBS = DESEJOS TER ((IF-TOJ)/(H*H)).LE.200
F = FREQUENCIA DE ALIMENTAÇÃO

PARAMETROS DA MAQUINA
RS = RESISTENCIA DO ESTADOR
RK = RESISTENCIA DO ROTOR
LS = INDUTANCIA DE DISPERSAO DO ESTATOR
LR = INDUTANCIA DE DISPERSAO DO ROTOR
LM = INDUTANCIA MUTUA
RN = RELACAO ENTRE VELOC. MECANICA E VELOC. SINCRONA

DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO
IAL = FLAG DE ESOLHA DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO
IAL = 0 - JIGA RETANGULAR
IAL = 1 - JIGA SENDIDAL

IS = VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO
PER = PERIODO JJ FREQUENCIA ANGULAR (DEPENDE DE IAL)
DEF = DEFASAGEM

VARIÁVEIS UTILIZADAS
PER = VELOCIDADE ANGULAR (SENDIDAL) OU PERIODO (RETAN-
GULAR)
XIS = CORRENTE DO ESTATOR
XVS = TENSÃO DO ESTATOR

```

```

*****INSC0010
INSC0020
INSC0030
INSC0040
INSC0050
INSC0060
INSC0070
INSC0080
INSC0090
INSC0100
INSC0110
INSC0120
INSC0130
INSC0140
INSC0150
INSC0160
INSC0170
INSC0180
INSC0190
INSC0200
INSC0210
INSC0220
INSC0230
INSC0240
INSC0250
INSC0260
INSC0270
INSC0280
INSC0290
INSC0300
INSC0310
INSC0320
INSC0330
INSC0340
INSC0350
INSC0360
INSC0370
INSC0380
INSC0390
INSC0400
INSC0410
INSC0420
INSC0430
INSC0440
INSC0450
INSC0460
INSC0470
INSC0480
INSC0490
INSC0500
INSC0510
INSC0520
INSC0530
INSC0540
INSC0550

```

```

C      INSC0560
C      INSC0570
C      INSC0580
C      INSC0590
C      INSC0600
C      INSC0610
C      INSC0620
C      INSC0630
C      INSC0640
C      INSC0650
C      INSC0660
C      INSC0670
C      INSC0680
C      INSC0690
C      INSC0700
C      INSC0710
C      INSC0720
C      INSC0730
C      INSC0740
C      INSC0750
C      INSC0760
C      INSC0770
C      INSC0780
C      INSC0790
C      INSC0800
C      INSC0810
C      INSC0820
C      INSC0830
C      INSC0840
C      INSC0850
C      INSC0860
C      INSC0870
C      INSC0880
C      INSC0890
C      INSC0900
C      INSC0910
C      INSC0920
C      INSC0930
C      INSC0940
C      INSC0950
C      INSC0960
C      INSC0970
C      INSC0980
C      INSC0990
C      INSC1000
C      INSC1010
C      INSC1020
C      INSC1030
C      INSC1040
C      INSC1050
C      INSC1060
C      INSC1070
C      INSC1080
C      INSC1090
C      INSC1100

```

```

C      XFLX = FLUXO DO ESTATOR
C      XTQ = TORQUE DO MOTOR

```

FLAGS UTILIZADOS

```

FRU = FREQUENCIA DO ROTOR DESEJADA
IU = ORDEM DO PONTO ARMAZENADO

```

```

C*** PRINCIPAL ***** PRINCIPAL ***** PRINCIPAL ***
PROGRAMA PRINCIPAL

```

```

COMMON/CSD/N,AM,IAL,KONT
COMMON/XXX/X
CUMPRM/GA/PER/KS,FF,LS,LM,BN,FA,IS
DIMENSIA X(G),ICG(C),CINT(G,S),ICURV(G)
DOUBLE PRECISION TINT,F,H,SE,C,HI,TINT,PER,F,CTA
INTEGER R+4,HI
DATA CCNT/3C*1
REAL LS,LR,LM,IS
R=5
N=6

```

```

LEITURA DOS DADOS GERAIS
RE/DIG,ICURV,AM,FA
FORMAT(2I1,E11.4)
F=FA

```

```

TEMPO INICIAL (TI), INICIO DE ARMAZENAGEM (IINT) E TEMPO FINAL (TF)

```

```

READIR,2011,INTIR,NPER
FORMAT(E11.4,2I2)
TINT=INTIR/NF
TF=TINT+NPER*(1.0C0/FA)

```

```

NUMERO DE PONTOS LIGURADOS E PASSO DE INTEGRAÇÃO

```

```

RLABIR,30HI1,NDPH
FORMAT(2I4)
H=1.0D0/(FA*NDPH)

```

```

IDENTIFICAÇÃO DAS CURVAS

```

```

READIR,401(CCNT(I,J),J=1,3),I=1,NM)
FORMAT(5A4)

```

```

CONDIÇÕES INICIAIS

```

```

READIR,501X(I,1),I=1,NM)
FORMAT(6F11.4)

```

```

TESTE DA RESTRIÇÃO SOBRE H E HI

```

```

IF((TF-TINT)/(H*HI))=E=2D0160 TO 60

```

```

C C HI=11TF-TINTI/(H*200)I+I
C C LEITURA DOS PARAMETROS DA MAQUINA
C C READIR,70JRS,RR,LS,LR,LM,KK
70 FORMAT(5F10.4,F10.1)
C C LEITURA DOS DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTACAO
C C PER=1.00C/FA
C C READIR,80JJIAL
80 FORMAT(11)
C C READIR,90JICTA
C C

```

```

INS01110
INS01120
INS01130
INS01140
INS01150
INS01160
INS01170
INS01180
INS01190
INS01200
INS01210
INS01220
INS01230
INS01240

```

```

110 C C CONTEC=J
C C IMPRESSAO DOS DADOS
C C ARITEC=120JRS,RR,LS,LR,LM,KK,FICTA,NUPH
120 FORMAT(///,T40,'PROGRAMA QUE CALCULA OS VALORES INSTANTANEOS DA
*///,T52,'TENSAO DO ESTATOR
*///,T52,'FLUXO DO ESTATOR
*///,T32,'TENSAO DO ROTOR',///,
*145,'*** DADOS DE ENTRADA SERAIS *****',T48,'NUMERO DE EQUACOES',INS01400
* DIFERENCIAIS =',IX,I2,'/T 48,'NUM. DE CURVAS A SEREM PLCTADAS
* =',IX,I2,'/T48,'TEMPO INICIAL =',IX,F10.4,'/T48,'TEMPO FINAL
* =',IX,F10.4,'/T48,'VALOR DE INTEGRACAO =',IX,F15.10,'/T48,'NUMEROCINS01430
* PONTOS A SEREM INGERIDOS NO ARMAZENAMENTO =',IX,I4,'/T48,'FREQUENCIA
* CIF DE ALIMENTACAO =',IX,F11.4,'/T48,'CATEFU ADJ DA INCL. IS
* =',IX,F15.7,'/T48,'NUPH =',IX,I4)
C C FREQUENCIA DO ROTOR
C C FR=(1-RR)*FA
120 WRTIC=120JRS,RR,LS,LR,LM
FORMAT(///,T48,'*** FREQUENCIA DO ROTOR ***',T48,'FR =',IX,
*F10.4,'PERT71)
C C ARITEC=120JRS,RR,LS,LR,LM
130 FORMAT(///,T48,'*** PARAMETROS DA MAQUINA ***',T48,'RESIST. DO
*STATOR =',IX,F10.4,'/T48,'RESIST. DO ROTOR =',IX,F10.4,'/T48,'INDUTANCIA
*INDUTANCIA CICLICA DO ESTATOR =',IX,F10.4,'/T48,'INDUTANCIA CICLICA
*INDUTANCIA CICLICA DO ROTOR =',IX,F10.4,'/T48,'INDUTANCIA CICLICA
*INDUTANCIA CICLICA MUTUA =',IX,F10.4)
C C WRTIC=120JRS,RR,LS,LR,LM
170 FORMAT(///,T48,'*** DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTACAO ***',T48,'
*FA =',IX,F10.4,'/T48,'VALOR DE ALIMENTACAO =',IX,F10.4,'/T48,'VALOR
*FAZ DA CORRENTE DE ALIMENTACAO =',IX,F10.4,'/T48,'PERICDO CU
*FREQUENCIA ANGULAR =',IX,F11.4,'/T48,'DEPASSAGEM =',IX,F10.4,'/T48)
C C

```

```

INS01510
INS01520
INS01530
INS01540
INS01550
INS01560
INS01570
INS01580
INS01590
INS01600
INS01610
INS01620
INS01630
INS01640
INS01650

```

FILED INSTAN FORTRAN A1 NUL-CU DE PROCESSAMENTO JE DADOS

```

C      CHAMADA A ROTINA QUE DETERMINA AS GRANDEZAS
C      HZ=FLOAT(HI)
      SPEC=H*PI
      CALL GRAN(H,SPEC,II,IF,IT,I)
C      IMPRESSAO DA TABELA
C      HI=H*HZ
      T=TINT-HI
      IA=(ITF-IINT)/(H*HI)+1
      WITE(W,230)
      FURM(I/18X,***** IMPRESSAO DA TABELA ***)//
      DO 510 I=1,IA
      T=THI
510   WRITE(A,20)T,(J,XIJ,I),JEL,MM)
520   FORMAT(1X,TEMPO=,LX,F5.3,6(1X,*,),X(1,1),*,=,FL0.4)
C      IMPRESSAO DAS CURVAS
C      DO 530 I=1,NH
530   ICURV(I)=0
      DO 540 I=1,NI
      ICURV(I)=1
      CALL PLOTTER(TINT,IF,II,CJNT,ICURV,W,SPEC)
      ICURV(I)=0
540   CONTINUE
      STOP
      END
C*** GRAN ***** GRAN ***** GRAN ***** GRAN ***** GRAN ***** GRAN *****
C      SUBROTINA DETERMINA AS GRANDEZAS
C      ESTA SUBROTINA DETERMINA AS GRANDEZAS
C      SUBROTINA GRAN(H,SPEC,II,IF,IT,I)
      COMMON/COMMON/PI,TAI,KONT
      COMMON/COMMON/GRAN,LS,LR,LM,RR,RF,IS
      DIMENSION X(9,1000)
      DOUBLE PRECISION T,IF,SPEC,F,PER,CTA
      DOUBLE PRECISION H,PI,VE
      REAL LS,LR,LM,IS
      PI=ARCOS(-1.)
      WMN=PER*PI
      T=TINT
      TD=3.
      A=(1-LC*LN*((PER-WMN)**2)/(A**2+1LR**2*(PER-WMN)**2))
      B=(LN*LN*((PER-WMN)/(A**2+1LR**2*(PER-WMN)**2))
      C=(1-LR*LN*((PER+WMN)**2)/(A**2+1LR**2*(PER+WMN)**2))
      D=(LN*LN*((PER+WMN)/(B**2+1LR**2*(PER+WMN)**2))
      IJ=1
      NI=1
      N2=II+1
      N3=NI+2
      N4=NI+3
      N5=NI+4

```

- INS01660
- INS01670
- INS01680
- INS01690
- INS01700
- INS01710
- INS01720
- INS01730
- INS01740
- INS01750
- INS01760
- INS01770
- INS01780
- INS01790
- INS01800
- INS01810
- INS01820
- INS01830
- INS01840
- INS01850
- INS01860
- INS01870
- INS01880
- INS01890
- INS01900
- INS01910
- INS01920
- INS01930
- INS01940
- INS01950
- INS01960
- INS01970
- INS01980
- INS01990
- INS02000
- INS02010
- INS02020
- INS02030
- INS02040
- INS02050
- INS02060
- INS02070
- INS02080
- INS02090
- INS02100
- INS02110
- INS02120
- INS02130
- INS02140
- INS02150
- INS02160
- INS02170
- INS02180
- INS02190
- INS02200





```

20 CONTINUE
   AMULT=(XNA-XMI)/108
   IF (XULT.EQ.0.)RETURN
-----
C   POSICAO DO EIXO X=0
C   IA=X(I)/MULT+2
-----
C   IMPRESSAO DA ESCALA DE Y
-----
95  WRITE(*,55)
    FORMATT(11,1,ORDLN(A,1,11,1,1,108(' '),1,1)
    DX=(XNA-XMI)/5
    T2=AX+CA
    T3=XMI+2*DX
    T4=OMI+3*DX
    T5=AMI+4*DX
    IF (DX.LT.0.001)OR.ABS(XMI).GE.1.E6)GOTO54
    IF (DX.LT.0.001)OR.ABS(XM4).GE.1.E6)GOTO54
    WRITE(*,53)XMI,T2,T3,T4,DA,MA
    FORMATT(11,1,1,11,3,124,11,3,147,11,3,191,11,3,1109,
    1,1,5,1,1)
    GOTO56
54  WRITE(*,55)XMI,T2,T3,T4,DA,MA
55  FORMATT(11,1,1,11,0,4,124,11,0,4,147,11,0,4,191,11,0,4,1109,
    1,1,5,1,1)
56  WRITE(*,57)
57  FORMATT(11,1,ASCISSA,1,11,1,1,21(' '),V,1,3(21(' '),V),20(' '),
    1,1)
-----
C   DETERMINA O TAMANHO DAS QUADRICULAS
-----
C   I=11
C   I=V-7
-----
C   FORMACAO E IMPRESSAO DAS CURVAS
-----
C   DISTRIBUICAO
DISTRIB=1,110
A(N)=33AN
AZ=VZ+1
IF (VZ-1KV)7C,6C,70
CUBAZ=1,110,2
C   AIND=PT
C   NZ=0
C   3C1,73
C   3C724=1,110,1KH
70  AIND=PT
72  AIND=TV
73  AIND=TV
A(TAI)=T
A(TAI)=T
-----
C   DETERMINA NOVOS PUNTOS DA CURVA JA ENQUADRADOS
C   3C733=1,ANC

```

```

INSC3310
INSC3320
INSC3330
INSC3340
INSC3350
INSC3360
INSC3370
INSC3380
INSC3390
INSC3400
INSC3410
INSC3420
INSC3430
INSC3440
INSC3450
INSC3460
INSC3470
INSC3480
INSC3490
INSC3500
INSC3510
INSC3520
INSC3530
INSC3540
INSC3550
INSC3560
INSC3570
INSC3580
INSC3590
INSC3600
INSC3610
INSC3620
INSC3630
INSC3640
INSC3650
INSC3660
INSC3670
INSC3680
INSC3690
INSC3700
INSC3710
INSC3720
INSC3730
INSC3740
INSC3750
INSC3760
INSC3770
INSC3780
INSC3790
INSC3800
INSC3810
INSC3820
INSC3830
INSC3840
INSC3850

```

```

75 IF(CU*(N) EQ 0) GO TO 75
   LF=FIX((FUN(N, A)-XN) / XJ, L+2)
   X(F)=SIC(F)
   CONTINJE
C
C
C IMPRESSAO DA CURVA
C
C
C
83 WRITE(A, B3) XIS, A
   FUPA=FIX(F3, 4, T11, H0A1)
   XIS=XIS+BELTA
90 CONTINUE
C
C IMPALM FINAL
C
C
96 WRITE(A, S6)
   FUPA=FIX(F11, A+2, I(1, A+2), A+2, 20(A-1, A+2))
   WRITE(A, S8) (SIG(N), (CONT(N, M), M=1, 5), N=1, N)
98 FUPA=FIX(F11, A+2, A1, A+2, 56, 4X), T120, A+2, T11, A+2, 5A4, 4X,
   T11, T120, A+2, T11, A+2, 41A, A+2, 5A3, 4X), T120, A+2, T11, A+2, 4(A1, A+2)
   25A4, 4X), T120, A+2)
   WRTE(F, W, S9)
99 FUPA=FIX(F11, A+2, 102(A-1, A+2))
   RETURN
   END

```

INS03860  
INS03870  
INS03880  
INS03890  
INS03900  
INS03910  
INS03920  
INS03930  
INS03940  
INS03950  
INS03960  
INS03970  
INS03980  
INS03990  
INS04000  
INS04010  
INS04020  
INS04030  
INS04040  
INS04050  
INS04060  
INS04070  
INS04080  
INS04090













FILED CAPACIID FORTRAN AI ULL..SU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

WRITE(4,97)VPICO  
 497 FORMAT(30X,'\*\*\*\*\*4\* \* \* \* \* PULO DE TENSAD DO ESTATOR =',3X,F10.5,1X,NCV02220  
 \*,97)  
 -----  
 STOP  
 END  
 C  
 NCV02210  
 NCV02220  
 NCV02230  
 NCV02240  
 NCV02250  
 NCV02260

FILED CAPACITO DADOS A1 NUL-CU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

60.000			
0.00	4.000		
1.500			
3.448	5.504	0.3267	0.3118
0.4000E-04	0.0258E+00		
4.5000	)		





FILED SIMULA CSASI AI NUCLEO DE PROCESSAMENTO DE DADOS

C SIM00500  
C SIM00510  
C SIM00520  
C SIM00530  
C SIM00540  
C SIM00550  
C SIM00560  
C SIM00570  
C SIM00580  
C SIM00590  
C SIM00600  
C SIM00610  
C SIM00620  
C SIM00630  
C SIM00640  
C SIM00650  
C SIM00660  
C SIM00670  
C SIM00680  
C SIM00690  
C SIM00700  
C SIM00710  
C SIM00720  
C SIM00730  
C SIM00740  
C SIM00750  
C SIM00760  
C SIM00770  
C SIM00780  
C SIM00790  
C SIM00800  
C SIM00810  
C SIM00820  
C SIM00830  
C SIM00840  
C SIM00850  
C SIM00860  
C SIM00870  
C SIM00880  
C SIM00890  
C SIM00900  
C SIM00910  
C SIM00920  
C SIM00930  
C SIM00940  
C SIM00950  
C SIM00960  
C SIM00970  
C SIM00980  
C SIM00990  
C SIM01000  
C SIM01010  
C SIM01020  
C SIM01030  
C SIM01040

IAL = FLAG DE ESCOLHA DA CORRENTE DE ALIMENTACAO  
IAL = 0 - JICA RETANGULAR  
IAL = 1 - JICA SENOIDAL  
AIS = VALOR EFICAZ DA CORRENTE DE ALIMENTACAO  
AMP = AMPLITUDE DA CORRENTE DE ALIMENTACAO  
PER = PERIODO DA FREQUENCIA ANGULAR (DEPENDENTE DE IAL)  
DEF = DEFASAGEM

VARIÁVEIS UTILIZADAS

WREC = VELOCIDADE ANGULAR (SENOIDAL)  
PER = PERIODO (RETANGULAR)  
FR = FREQUENCIA DO MOTOR  
DER(2) = DERIVADA DE ISD (CORRENTE DO ESTATOR)  
DER(3) = DERIVADA DE IRD  
DER(4) = DERIVADA DE IRJ  
DER(5) = DERIVADA DE VSD (TENSÃO DO ESTATOR)  
CUIVAR(1) = TEMPO  
CUIVAR(2) = CORRENTE ISD (CORRENTE DO ESTATOR)  
CUIVAR(3) = CORRENTE IRJ  
CUIVAR(4) = CORRENTE IRJ  
CUIVAR(5) = TENSÃO VSD (TENSÃO DO ESTATOR)  
VAR(1) = TEMPO  
VAR(2) = CORRENTE ISD (CORRENTE DO ESTATOR)  
VAR(3) = CORRENTE IRD  
VAR(4) = CORRENTE IRJ  
VAR(5) = TENSÃO VSD (TENSÃO DO ESTATOR)  
VDI, VDI2 = TENSÃO NO JIGOM  
VBI = TENSÃO MANEIRA DO DCCO  
VC = TENSÃO DO CAPACITOR DO COMTADOR  
SPEC = ESPAÇO ENTRE DOIS PONTOS PLTADOS  
TINT = TEMPO INICIAL DA PLTAGEM  
DIRU = DERIVADA DA IRD  
CERIS = DERIVADA DE ISD  
DH = PASSO DE INTEGRACAO NA SIA14  
IIS = CORRENTE I  
TK = LOCALIZACAO DO TEMPO DENTRO DO PERIODO  
XT = LOCALIZACAO DO TEMPO DENTRO DO PERIODO DA ONDA IMPOSTA

FLAGS UTILIZADAS

TF = TEMPO DO ULTIMO PONTO ARMAZENADO  
MULT = NUMERO DE SEMI-PERIODOS COMPUTADOS  
IU = ENDEN DO PONTO ARMAZENADO  
MODE = CURTA TE + PONTOS (RUNGE-CUTTA)  
HI = DESVIA PARA ADAPS-RECULTIN  
PER2 = SEMI-PERIODO  
PPP = UM PASSO AJUSTADO DO SEMI-PERIODO

\*\*\* PRINCIPAL \*\*\*\*\* PRINCIPAL \*\*\*\*\* PRINCIPAL \*\*\*  
PROGRAMA PRINCIPAL  
C



FILED SIMULA OSVSI AI NULLEU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

```

85  READ(R,85)CP,LD
    C  FORMAT(2E12,4)
    C  TENSAO MINIMA NO DIODO E TENSÃO MÁXIMA NO CAPACITOR
    C
36  READ(R,86)VEM,RAUD,N,AG
    C  FORMAT(10.,4,2I10)
    C
    C  LEITURA DOS DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTAÇÃO
    C
    C  PEF=1.,VCC/FA
    C  RAUD(R,86)TAL
    C  FURMAT(I)
80  IF(I)AL.NE.0)JGO TO 100
    C  READ(R,86)AIS,DEF
    C  FURMAT(2F10,4)
90  TUNZ=13.1415927/2.0)AS JB TLZ.*CP*LD)
    C  WAFD=2.*3.1415927/*F
    C  ATZ=4*RCDS*TCDEZ/2.
    C  AMP=5*RT(2.0)AIS*3.1415927*REDE#TUNZ/18.*SIN(4*ATZ)
    C  TRUD=2*ER*NAUD
    C  GJ TO 110
100  READ(R,90)AIS,DEF
    C  PEF=2*VCC*2.1415927*00#FA
    C  AMP=12./SWRT(3.0)AIS
    C  WAFD(0,178)AMP
    C  FUENATICA,*****AMP*,F10,5)
110  CONTINUE
    C
    C  CHAMADA À ROTINA PARA MONTAGEM DE 'A', 'B0', '3', 'C' E 'D'
    C
    C  CALL MENTA
    C
    C  IMPRESSÃO DOS DADOS
    C
120  WRITE(4,120)M,N,TIM,TF,4,UL,FA,NOPH
    C  FORMAT(///,I40,5)MONTAJA DE UM MOTOR DE INDUÇÃO MONOFASIO ALIMENTADO
    C  #TAD)E4 CUMENIU,///
    C  #52, #4)CUES DU SISTEMAS
    C  *//,F53,1, E 4. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 180*
    C  *//,F53,1, E 5. SEQUENCIA - D(X) = C*X + 180*
    C  *//,F53,1, E 6. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 7. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 8. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 9. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 10. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 11. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 12. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 13. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 14. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 15. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 16. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 17. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 18. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 19. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 20. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 21. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 22. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 23. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 24. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 25. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 26. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 27. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 28. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 29. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 30. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 31. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 32. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 33. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 34. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 35. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 36. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 37. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 38. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 39. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 40. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 41. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 42. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 43. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 44. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 45. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 46. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 47. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 48. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 49. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 50. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 51. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 52. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 53. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 54. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 55. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 56. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 57. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 58. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 59. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 60. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 61. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 62. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 63. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 64. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 65. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 66. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 67. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 68. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 69. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 70. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 71. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 72. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 73. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 74. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 75. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 76. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 77. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 78. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 79. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 80. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 81. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 82. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 83. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 84. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 85. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 86. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 87. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 88. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 89. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 90. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 91. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 92. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 93. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 94. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 95. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 96. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 97. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 98. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 99. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C  *//,F53,1, E 100. SEQUENCIA - D(X) = A*X + 102*U
    C
    C  FUENATICA, D3 ROT R
    C  FR=((-RN)#FA
  
```

SIM01600  
SIM01610  
SIM01620  
SIM01630  
SIM01640  
SIM01650  
SIM01660  
SIM01670  
SIM01680  
SIM01690  
SIM01700  
SIM01710  
SIM01720  
SIM01730  
SIM01740  
SIM01750  
SIM01760  
SIM01770  
SIM01780  
SIM01790  
SIM01800  
SIM01810  
SIM01820  
SIM01830  
SIM01840  
  
SIM01850  
SIM01860  
SIM01870  
SIM01880  
SIM01890  
SIM01900  
SIM01910  
SIM01920  
SIM01930  
SIM01940  
SIM01950  
SIM01960  
SIM01970  
SIM01980  
SIM01990  
SIM02000  
SIM02010  
SIM02020  
SIM02030  
SIM02040  
SIM02050  
SIM02060  
SIM02070  
SIM02080  
SIM02090  
SIM02100  
SIM02110  
SIM02120

FILEU SIMULA OSVSI AI NULLEU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

```

120 WRITE(4,125)FR
   FORMAT(//,T43,***=REQUENCIA DO FCTOR ***,/,T48,FR = ,IX,
   *FIC.4,HERTZ')
C
C IMPRESSAO DOS PARAMETROS DA MAQUINA
C
130 WRITE(4,130)PS,NR,LS,LP,-4
   FORMAT(//,T43,***=PARAMETROS DA MAQUINA ***,/,T48,RESIST. DO
   *STATOR =,IX,F10.4,/,T40,RESISTO. DO ROTOR =,IX,F10.4,/,T48,INDS,
   *UTANCIA CICLICA DO ESTATOR =,IX,FIC.4,/,T40,INDUTANCIA CICLICA
   *DO ROTOR =,IX,F10.4,/,T40,INDUTANCIA CICLICA TOTAL =,IX,F10.4)
C
C IMPRESSAO DO CAPACITOR E DA INDUTANCIA DE DISPERSAO
C
C
C
130 WRITE(4,130)CP,LU
   FORMAT(//,T44,CAPACITOR =,E12.4,/,T44,INDUTANCIA =,E12.4)
C
C IMPRESSAO DAS MATRIZES 'A', 'B', 'BO', 'CO' E 'D'
C
C
140 WRITE(4,140)
   FORMAT(//,T52,***=MATRIZ A ***)
   DO 300 I=1,N
300 WRITE(4,150)(A(I,J),J=1,N)
   FORMAT(//,T44,4F12.4,/)
150 WRITE(4,160)
   FORMAT(//,T52,***=MATRIZ B ***)
   DO 377 I=1,N
377 WRITE(4,150)(B(I,J),J=1,N)
   FORMAT(//,T52,***=MATRIZ C ***)
   DO 400 I=1,N
400 WRITE(4,150)(C(I,J),J=1,N)
   WRITE(4,141)
   FORMAT(//,T52,***=MATRIZ D ***)
   DO 401 I=1,N
401 WRITE(4,150)(D(I,J),J=1,N)
C
C IMPRESSAO DOS DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTACAO
C
C
C
170 WRITE(4,170)AL,AMP,EF,PF
   FORMAT(//,T41,***=DADOS DA CORRENTE DE ALIMENTACAO ***,/,T45,
   *ALU DE ESCALHA DA CORRENTE DE ALIMENTACAO =,IX,I1,/,T45,AMPLIT,
   *DE DA CORRENTE DE ALIMENTACAO =,IX,F10.4,/,T40,PERIODO DO FREQ,
   *ENCIA ANGULAR =,IX,E11.4,/,T45,DEFASAGEM =,IX,F10.4,/)
C
C CHAMADA A ROTINA DE INTERCACAO NUMERICA
C
C
C
   CALL STAR24(N,SPLC,T3,TF,IT)
   KZ=PLJST(00)
   SPEC=HWHI

```

```

SIM02130
SIM02140
SIM02150
SIM02160
SIM02170
SIM02180
SIM02190
SIM02200
SIM02210
SIM02220
SIM02230
SIM02240
SIM02250
SIM02260
SIM02270
SIM02280
SIM02290
SIM02300
SIM02310
SIM02320
SIM02330
SIM02340
SIM02350
SIM02360
SIM02370
SIM02380
SIM02390
SIM02400
SIM02410
SIM02420
SIM02430
SIM02440
SIM02450
SIM02460
SIM02470
SIM02480
SIM02490
SIM02500
SIM02510
SIM02520
SIM02530
SIM02540
SIM02550
SIM02560
SIM02570
SIM02580
SIM02590
SIM02600
SIM02610
SIM02620
SIM02630
SIM02640
SIM02650
SIM02660
SIM02670

```











FILED SIMULA OSVSI A1 NULLEU DE PROCESSAMEITU JE DADOS

```

127
CJVAR(J)=VAR(J)+CH*DCUB
CONTINJE
D(129)=L,N
DER3(J)=DER2(J)
DER2(J)=DER1(J)
DER1(J)=DER(J)+1
CALLD3SUBTH,CUVAR,DER,IS,DERIS,
C
A)AKS-VJULTEN CORRREUR
-----
D(129)=2,M1
TEMP(I)=CUVAR(J)
D*UB=(9.0E0*DER(J)+19.0E0*DER(J-1)-5.000*DER2(J-1)+DER3(J-1))
CJVAR(I)=VAR(J)+CH*DCUB
CONTINJE
G)D(128)
PSJG 1411
AF 22.2
TRACE UV
END
C*** DERSUB ***** DENSUB ***** DERSUB ***** DERSUB ***** DERSUB *****
CC
SUBROTINE DERSUB(H,CUVAR,DERIS,DERIS)
SUBROTINA DERSUB
C)MMO/JAD/X,CP,LD,N,N,M,IAL
C)MMO/PER/PER,ATE,RO,C,D,VAPP,DEF
C)MMO/ADM/RS,RR,LS,LR,LM,RF,PF
C)MMO/FCN/TMOD,VDM,NLAG,MOJE,MM
C)MMO/ATM/AT,AT1,AT2,AT3,AT4,AT5,AT6
DIMENS IJN A(4,4),B(4,4),C(4,4),C1(4,4),D(4,4)
DIMENS IJN CUVAR(5),DER(5),XI(5),X(1000)
DOUBLE PRECISION DER,CUVAR,TEP,PER,H,DERIS,PER2
DOUBLE PRECISION AT,AT1,AT2,AT3,AT4,AT5,AT6
REAL * 15
REAL S,SR,LM,LU,IIS,IC
INTEGER M,F
PI=3.141592653589793
IF (I/A.EQ.1) GO TO 100
C*****
C
CALCULA AT
-----
PER2=PER/2.0E0
T2=DELTA/PI/2.145*RT(2.*LU*CP))
T1=(PER/2.0E0)-T2
TK=CUV(X(1))/PER
TX=TXM/2.0E0
NFA=TA
TK=CUV(X(1))/PER
XF=(TA-XI)*PER
IF (INLAG.EQ.1E0) GO TO 1000
VERIFICA CONFIGUR(C) TA ESTRUCTURA
-----
IF (X(ASF.PER2) GO TO 2

```

SIMC4880  
SIMC4890  
SIMC4900  
SIMC4910  
SIMC4920  
SIMC4930  
SIMC4940  
SIMC4950  
SIMC4960  
SIMC4970  
SIMC4980  
SIMC4990  
SIMC5000  
SIMC5010  
SIMC5020  
SIMC5030  
SIMC5040  
SIMC5050  
SIMC5060  
SIMC5070  
SIMC5080  
SIMC5090  
SIMC5100  
SIMC5110  
SIMC5120  
SIMC5130  
SIMC5140  
SIMC5150  
SIMC5160  
SIMC5170  
SIMC5180  
SIMC5190  
SIMC5200  
SIMC5210  
SIMC5220  
SIMC5230  
SIMC5240  
SIMC5250  
SIMC5260  
SIMC5270  
SIMC5280  
SIMC5290  
SIMC5300  
SIMC5310  
SIMC5320  
SIMC5330  
SIMC5340  
SIMC5350  
SIMC5360  
SIMC5370  
SIMC5380  
SIMC5390  
SIMC5400  
SIMC5410  
SIMC5420











```

C
C*** PLOTTER ***** PLOTTER ***** PLOTTER ***** PLOTTER *****
C
C      SUBROUTINE PLOTTER(XI, XF, AI, LCNT, ICURV, DELTA)
C      DIMENSION FU(5), FC(5), FCAT(5), ICURV(5)
C      DOUBLE PRECISION XI, XF, AI, DELTA
C      INTEGER I(11), N
C      CHARACTER PT, TV, AI1, AI2, AI3, AI4, AI5 /
C      DATA I / 1, 2, 3, 4, 5 /
C      NE=0
C
C      IZ CONSISTENCIA DOS DADOS
C
C      IF ((XI*XF+DELTA) .EQ. 0) GO TO 2
C      WRITE(N, I)
C      RETURN
C
C      GERACAO DO NUMERO DE FUJHS A SEREM PLOTADOS
C
C      *NL=(XF-XI)/DELTA+1
C      AIS=XI
C
C      PESQUISA OS VALORES DE MAXIMO E MINIMO DA FUNCAO
C
C      XMA=0.
C      XMI=0.
C      DO 20 N=1, NC
C      IF (ICURV(N) .EQ. 1) GO TO 20
C      DO 42 I=1, NL
C      SA=FU(N, I, M)
C      IF (SA .GT. XMA) XMA=SA
C      IF (SA .LT. XMI) XMI=SA
C      CONTINUE
C      XHULT=(XMA-XMI)/ICB
C      IF (XHULT .EQ. 0) RETURN
C      PJS=CAO .CO. C/ICB .X=0
C
C      IA=-XMI/DMULT+2
C
C      IMPRESSAO DA ESCALA DE Y
C
C      WRITE(N, 55)
C      PUESAT(11), PURC=IMP/DM, /, I111, 55, 108(5, 1), 55)
C      SA=(XMA-XMI)/5
C      TA=XAI+CA
C      TB=XAI+240A
C      TC=XAI+360X
C      TD=XAI+440X
C      IF (ICAT(I) .EQ. 1) OR .ABS(XM.I) .GE. 1. E 61607054

```

SIM08180  
SIM08190  
SIM08200  
SIM08210  
SIM08220  
SIM08230  
SIM08240  
SIM08250  
SIM08260  
SIM08270  
SIM08280  
SIM08290  
SIM08300  
SIM08310  
SIM08320  
SIM08330  
SIM08340  
SIM08350  
SIM08360  
SIM08370  
SIM08380  
SIM08390  
SIM08400  
SIM08410  
SIM08420  
SIM08430  
SIM08440  
SIM08450  
SIM08460  
SIM08470  
SIM08480  
SIM08490  
SIM08500  
SIM08510  
SIM08520  
SIM08530  
SIM08540  
SIM08550  
SIM08560  
SIM08570  
SIM08580  
SIM08590  
SIM08600  
SIM08610  
SIM08620  
SIM08630  
SIM08640  
SIM08650  
SIM08660  
SIM08670  
SIM08680  
SIM08690  
SIM08700  
SIM08710  
SIM08720

FILED SIMULA USVSI AI NULLEU DE PROCESSAMENTO DE DADOS

```

53 IF (DA.LT.0.0)1,OK,ABS(XAMA),E.1.E0160THD4
   WRITE (W,53)XRT,12,T3,T4,D,DAAMA
   FURAST(T11,4,-,F11.3,T24,F11.3,T47,F11.3,TJ9,F11.3,T91,F11.3,T109,SIM08750
   F11.3,1,-)
   GOTD50
54 WRITE(4,55)X41,T4,T3,T6,T,DAAMA
55 FURAST(T11,4,-,F11.4,T24,F11.4,T47,F11.4,T59,EL1.4,T91,EL1.4,T109,SIM08780
   F11.4,1,-)
56 WRITE(4,57)
57 FURAST(T11,4,ABS(CISSA),T11,1,-,21(1,-),V',3(21(1,-),V'),20(1,-),SIM08810
   1,')
C -----
C ULTIMINA D TAMANHO DAS AJADRICILLAS
C -----
C IKHELL
C INV=7
C -----
C FORMACAO E IMPRESSAO DAS CURVAS
C -----
60 D1591=1,110
   A(N)=BRAN
   NZ=NZ+1
   IF(NZ=1)XV170,60,70
62 D162=1,110,2
   A(N)=PT
   NZ=0
   GOTD73
70 B172=1,110,INH
72 A(N)=PT
73 A(1)=TV
   A(11)=TV
   A(13)=II
C -----
C DETERMINA HOVOS PUNTOS DA CURVA JA ENLAJADADOS
C -----
D179=1,1,NC
IF(CURV(N).E.0)GOTO175
LF=FIX(FUN(N,N)-XMI/7/XD,1+2)
A(LP)=SIGN
CONTINUE
75 C=RT(NUE)
C -----
C IMPRESSAO DA CURVA
C -----
WRITE(4,58)XIS,6
FURAST(T11,F64,T11,H,DAD)
XIS=XIS*DELTA
CONTINUE
90 IMPRIME FINAL
C -----
WRITE(4,59)
FURAST(T11,1,-,21(1,-),V',3(21(1,-),V'),20(1,-),V',1,-)
WRITE(4,58)SIGN,CONT(N,M),H=1,51,4=1,51
FURAST(T11,1,-,4(1,-),DA,4X),T120,1,-,7,T11,1,-,4(A1,1,-),5A4,4XSIMC9270
98

```

```

SIM08730
SIM08740
SIM08750
SIM08760
SIM08770
SIM08780
SIM08790
SIM08800
SIM08810
SIM08820
SIM08830
SIM08840
SIM08850
SIM08860
SIM08870
SIM08880
SIM08890
SIM08900
SIM08910
SIM08920
SIM08930
SIM08940
SIM08950
SIM08960
SIM08970
SIM08980
SIM08990
SIM09000
SIM09010
SIM09020
SIM09030
SIM09040
SIM09050
SIM09060
SIM09070
SIM09080
SIM09090
SIM09100
SIM09110
SIM09120
SIM09130
SIM09140
SIM09150
SIM09160
SIM09170
SIM09180
SIM09190
SIM09200
SIM09210
SIM09220
SIM09230
SIM09240
SIM09250
SIM09260
SIM09270

```



FILEU SIMJLA USVSI AI NULLEU DE PROCESSAMETU JE DAUOS

```

1),T120,--,/,T11,--,*(A1,--,5A4,4X),T120,--,/,T11,--,4(A1,--,SIM09280
254,*,X),T120,--,*)
  AIT:(4,59)
  59 FURM3(T11,+,+,LJ3(0-),,+,+)
  RETJEN
  ENC
/*
//SD,SXSI,FD *
400.GDD
  C,DU 6003
  10 201
  CURENTE ESTATOR
  CURENTE ROTOR D
  CURENTE ROTOR Q
  TENSAC DO ESTATOR
  TERQUE DO ROTOR
  0.0000 0.0000 0.0000 0.0000
  3.448 3.364 0.3267 0.3267 0.3118 0.9583333
  *2400E-04 *2980E-01
  .0000E+01 0001 0001
  1 4.0000 3.
  /*
  //

```

CIN00110  
DIN00120

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [ 1 ] - BARBI, I. - Conversão Eletromecânica de Energia. Publicações internas, UFSC, 1982.
- [ 2 ] - RODRIGUES, K.D. - Controle de Velocidade do Motor Monofásico de Indução Alimentado sob Frequência Variável. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1982.
- [ 3 ] - ABREU, E.C. - Inversor Trifásico com Frequência Variável a Transistor de Potência. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1981.
- [ 4 ] - NOYES, D. - Machine Asynchrone d'Induction Alimentée en Courant par Convertisseurs Statiques à Fréquence Variable: Etude et Mise en Oeuvre des Dispositifs - Caractéristiques - Stabilité - Regimes Transitoires - Thèse de Docteur de Spécialité - Toulouse - Juillet, 1975.
- [ 5 ] - KASSICK, E.V. - Estudo e Realização de um Estabilizador de Tensão Alternada Senoidal à Tiristor. Dissertação de Mestrado, UFSC, 1983.