

PAULO SÉRGIO DOS SANTOS

**ESTIMAÇÃO DO DESEMPENHO E PARÂMETROS DO MOTOR
DE INDUÇÃO TRIFÁSICO DURANTE A PARTIDA**

**FLORIANÓPOLIS
2001**

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

Estimação do Desempenho e Parâmetros do
Motor de Indução Trifásico Durante a Partida

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Paulo Sérgio dos Santos

Florianópolis, Abril de 2001

Estimação do Desempenho e Parâmetros do Motor de Indução Trifásico Durante a Partida

Paulo Sérgio dos Santos

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

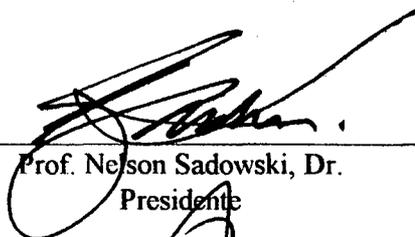


Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Orientador

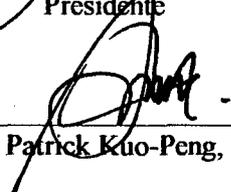


Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph.D.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



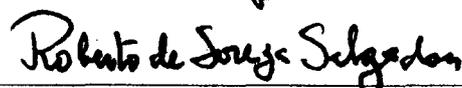
Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Presidente



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.



Prof. Walter Pereira Carpes Jr., Dr.



Prof. Roberto de Souza Salgado, Ph.D.

Dedico este trabalho às pessoas mais importantes de minha vida:

minha esposa Solenir,

e meus filhos Amanda e Guilherme.

Agradecimentos

A Deus, pelo dom da vida.

À minha esposa Solenir, que soube entender e apoiar a realização deste trabalho.

À WEG, pelo incentivo e a oportunidade oferecida, em especial à Sérgio Luiz Silva Schwartz, Diretor de Logística, que soube entender o grande motivo deste trabalho.

Ao professor Nelson Sadowski pela orientação e compreensão.

À minha mãe, Francisca, e ao meu pai, Eduardo, por ter me dado a oportunidade de estudar, tornar-me um profissional e hoje estar aqui, completando mais esta etapa da vida.

Aos meus colegas de trabalho dos laboratórios II, III e IV, da WEG pela ajuda durante algumas etapas vitais do trabalho realizado.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Estimação do Desempenho e Parâmetros do Motor de Indução Trifásico Durante a Partida

Paulo Sérgio dos Santos

Abril / 2001

Orientador : Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Área de Concentração: Conceção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos
Palavras-chave : Estimação, Desempenho, Motor de Indução Trifásico.
Número de Páginas : 104

Os motores de indução trifásicos representam uma grande parcela do acionamento de máquinas na indústria. Por esse motivo, estes motores são fabricados em larga escala e os fabricantes dispõem de alguns testes para a garantia da qualidade do seu produto.

Este trabalho apresenta um método de estimação do desempenho e parâmetros do motor de indução trifásico com o principal objetivo de aumentar a confiabilidade dos testes finais em motores e, com isso, aumentar a qualidade do produto fabricado.

O método proposto utiliza-se do modelo do motor de indução trifásico no eixo de referência síncrono e das correntes e tensões medidas durante a partida, para realizar a estimação de algumas características de desempenho como a velocidade, a potência absorvida em função da aceleração, bem como, a estimação dos parâmetros do motor de indução trifásico. Adicionalmente, podem ser medidas a corrente e potência absorvida na partida, bem como a corrente e potência absorvida em vazio. Com isso, aumenta-se enormemente o número de variáveis avaliadas para garantir a qualidade do motor fabricado, uma vez que atualmente somente é medida a corrente em vazio do motor.

Ao final do trabalho são apresentados os resultados das simulações realizadas, bem como o resultado de um motor real testado.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

Performance and Parameter Estimation of Three-Phase Induction Motors During Starting

Paulo Sérgio dos Santos

April / 2001

Advisor : Nelson Sadowski, Dr.
Area of Concentration: Conception and Analysis of Eletromagnetical Devices
Keywords : parameter estimation, performance, three-phase induction motor.
Number of Pages : 104

Three-phase induction motors represents a great part of the drives of industry machinery. Thus these motors are manufactured in large series and the induction motor manufacturers use some final tests to ensure their product quality.

This work presents a method for estimation of performance and parameters of three-phase induction motors, aiming the accuracy increase in the final tests applied on the electrical motors and consequently increasing the quality of the manufactured product.

The proposed method uses the three-phase induction motor model at synchronous reference frame and the measured currents and voltages during its starting, to estimate some performance characteristics, as speed, input power as function of the motor acceleration, as well as to estimate the parameters of the three-phase induction motor. Additionally, the current and the input power can be measured at starting, as well as the current and input power at no-load condition. By using these information, the number of variables to be checked is increased notably thus ensuring the quality of the manufactured motor (nowadays, only the no-load current is measured).

Finally, are presented the results of the performed simulation, as well as, the results obtained by means of motor tests.

Sumário

Introdução Geral	1
1. Modelagem do Motor de Indução Trifásico	3
1.1. Introdução	3
1.2. Equações de Tensões do Motor	4
1.3. A Equação de Torque	6
1.4. Equações de Tensões do Motor em um Eixo de Referência Arbitrário	8
1.5. Equações de Torque em um Eixo de Referência Arbitrário	11
1.6. Eixos de Referência Normalmente Utilizados	11
1.7. Simplificação ao Modelo	12
1.8. Conclusão	17
2. Identificação de Sistemas	18
2.1. Introdução	18
2.2. Identificação de Sistemas	18
2.2.1. Planejamento do Experimento	19
2.2.2. Seleção da Estrutura do Modelo	19
2.2.3. Critério de Validação	20
2.2.4. Estimação dos Parâmetros	21

2.3. O Método dos Mínimos Quadrados	22
2.3.1. O Problema	22
2.4. Conclusão	24
3. Estimação do Desempenho e Parâmetros do Motor de Indução Trifásico	25
3.1. Introdução	25
3.2. Aquisição das Grandezas durante a Partida do Motor	26
3.2.1. Configuração da Aquisição	27
3.2.2. A Aquisição de Dados	28
3.3. Transformação ABC-dq das Grandezas Adquiridas	30
3.4. Condições Iniciais	31
3.4.1. Resistência do Estator	33
3.4.2. Resistência do Rotor	34
3.4.3. Indutância de Dispersão do Estator e Rotor	35
3.4.4. Rotina para Obtenção das Condições Iniciais	36
3.5. Estimação dos Parâmetros do Motor de Indução	39
3.5.1. O Modelo Para a Estimação	40
3.5.2. Método Direto de Estimação - Gradientes do Modelo	43
3.5.3. Método Direto de Estimação – Algoritmo Gauss-Newton	46
3.5.4. Síntese do Método de Estimação	48
3.6. Conclusão	50

4. Resultados das Simulações Realizadas	52
4.1. Introdução	52
4.2. Simulação da Partida no MATLAB®	53
4.3. Resultados da Aquisição realizada	54
4.4. Transformação ABC-dq das Grandezas Adquiridas	55
4.5. Condições Iniciais	56
4.6. Estimação dos Parâmetros do Motor	58
4.6.1. Estimação da Resistência do Estator	58
4.6.2. Estimação da Resistência do Rotor	60
4.6.3. Estimação da Susceptância Total de Dispersão	61
4.6.4. Estimação da Susceptância Principal	63
4.6.5. Análise dos Resultados	64
4.6.6. Evolução das Grandezas Elétricas Durante a Estimação	65
4.7. Conclusão	69
4. Resultados das Aquisições Reais Realizadas	70
5.1. Introdução	70
5.1. Resultados da Aquisição realizada	70
5.2. Transformação ABC-dq das Grandezas Adquiridas	72
5.3. Condições Iniciais	73
5.4. Estimação dos Parâmetros do Motor	75
5.4.1. Estimação da Resistência do Estator	76

5.4.2. Estimação da Resistência do Rotor	77
5.4.3. Estimação da Susceptância Total de Dispersão	79
5.4.4. Estimação da Susceptância Principal	80
5.4.5. Análise dos Resultados	82
5.4.6. Evolução das Grandezas Elétricas Durante a Estimação	85
5.5. Conclusão	88
Conclusão Geral	90
Referências Bibliográficas	93
Apêndice A - Teoria de Eixos de Referência	96
Apêndice B – Método de Range-Kutta	102

Simbologia

Convenções Utilizadas

- \hat{X} Variável ou parâmetro estimado
- \dot{X} Derivada no tempo da variável
- p Derivada no tempo (substitui o operador $\frac{\partial}{\partial t}$)

Variáveis do Motor

- X_{abs} Indica uma grandeza trifásica em coordenadas do estator
- X_{abcr} Indica uma grandeza trifásica em coordenadas do rotor
- X_{dqOs} Variável em um referencial arbitrário em coordenadas do estator
- X_{dqOr} Variável em um referencial arbitrário em coordenadas do rotor
- X_{qs} Variável no eixo em quadratura em coordenadas do estator
- X_{qr} Variável no eixo em quadratura em coordenadas do rotor
- X_{ds} Variável no eixo direto em coordenadas do estator
- X_{dr} Variável no eixo direto em coordenadas do rotor

Parâmetros do Motor

R_s	Resistência do estator	Ω
R_r	Resistência do rotor	Ω
L_{ls}	Indutância de dispersão do estator	H
L_{lr}	Indutância de dispersão do rotor	H
L_{ms}	Indutância de magnetização do estator	H
L_{mr}	Indutância de magnetização do rotor	H
L_σ	Indutância total de dispersão (modelo proposto)	H
L_m	Indutância principal (modelo proposto)	H
A_σ	Susceptância total de dispersão (modelo proposto)	H^{-1}
A_m	Susceptância principal (modelo proposto)	H^{-1}
r_r	Resistência do rotor referida ao estator (modelo proposto)	Ω
L_s	Matriz das indutâncias do estator	H
L_r	Matriz das indutâncias do rotor	H
L_{sr}	Matriz das indutâncias mútuas entre estator e rotor	H
ω_r	Velocidade angular do rotor	rad/s
P	Número de pares de pólos	
T_L	Torque da carga	Nm
T_e	Torque eletromagnético do motor	Nm
J	Inércia	$kg.m^2$

Variáveis de Identificação

- $u(k)$ Entrada do sistema
- $y(k)$ Saída do sistema
- $\hat{y}(k, \theta)$ Saída estimada do sistema
- $z_i(k)$ Sensibilidade do estado com relação a um parâmetro do sistema
- $\phi(k)$ Gradiente do modelo com relação a um parâmetro do sistema
- $\varepsilon(k, \theta)$ Erro na estimação
- θ Vetor com os parâmetros a serem estimados
- A, B, C, D Matrizes para a representação do sistema em espaço de estado

Introdução Geral

Os motores de indução trifásicos são largamente utilizados na indústria devido, basicamente, ao seu baixo custo, robustez, grande disponibilidade e excelente rendimento.

Atualmente, tais motores vêm ganhando uma parcela do mercado, até então, onde somente utilizavam-se motores de corrente contínua; são as aplicações onde a variação de velocidade é necessária [3]. O motor de corrente contínua, devido ao desacoplamento entre corrente de campo, responsável pelo fluxo no entreferro, e corrente de armadura, responsável pelo torque da máquina, eram preferencialmente escolhidos em aplicações onde se necessitava de uma melhor resposta dinâmica.

Com o advento dos conversores de frequência de controle vetorial, os motores de indução passaram a substituir, gradativamente, os motores de corrente contínua, pois com a técnica do controle vetorial o mesmo desacoplamento, entre torque e fluxo, é possível [15].

O uso dos inversores de controle vetorial introduziu uma extensa pesquisa sobre técnicas de estimação de parâmetros do circuito equivalente de motores de indução. Isto deve-se ao fato que a correta informação sobre o valor destes parâmetros influencia diretamente na performance dos inversores [4], já que fazem parte integrante das equações que regem o sistema de controle empregado.

Baseando-se nas pesquisas atualmente realizadas para estimação de parâmetros para o uso em controle vetorial, surgiu a grande motivação para este trabalho.

A indústria fabricante de motores elétricos atualmente dispõe de alguns testes no processo produtivo para a garantia da qualidade do produto fabricado. Em cada etapa do processo de fabricação são realizados testes específicos para verificar-se a qualidade dos

componentes do motor elétrico. Como por exemplo, podemos citar as medições feitas no rotor para garantir o seu diâmetro externo e conseqüentemente, o entreferro; as medições de resistência ôhmica realizadas nos enrolamentos do motor, para garantir o número de espiras, etc.

Adicionalmente, todos os motores fabricados pela WEG são energizados ao final do processo de fabricação com o objetivo de avaliação do produto. Nestes testes apenas são medidas a corrente em vazio do motor e a corrente de fuga do teste de alta tensão.

A primeira medição garante, parcialmente, a qualidade do estator do motor e a segunda medição garante que os enrolamentos estão devidamente isolados da carcaça do motor elétrico.

Este trabalho tem como objetivo principal o desenvolvimento de um método de estimação do desempenho e parâmetros do motor de indução trifásico que seja aplicável à avaliação de motores em linha de produção.

A maior limitação para o desenvolvimento deste trabalho está no fato que o motor somente é energizado uma única vez, ao final de sua fabricação. Com isto, o método proposto terá somente a disponibilidade dos sinais de tensão e corrente do motor durante a sua partida, o que pode levar menos de 1 segundo.

Para concretizar este objetivo serão discutidos o modelo do motor de indução trifásico utilizado, alguns conceitos sobre identificação de sistema e finalmente, o método de estimação de desempenho e parâmetros utilizado.

Ao final deste trabalho serão apresentados os resultados obtidos por simulação e também os resultados obtidos com um motor real.

Capítulo 1

Modelagem do Motor de Indução Trifásico

1.1. Introdução

O motor de indução trifásico, também chamado de máquina assíncrona, é formado por uma parte girante, o rotor, e uma parte estática, o estator. Os enrolamentos do estator são bobinados simetricamente ao longo deste. Dependendo do projeto do rotor, existem rotores bobinados e rotores com barras, chamados de gaiola de esquilo. As barras do rotor ficam dispostas dentro de ranhuras e têm as suas extremidades curto-circuitadas pelos chamados anéis de curto circuito. Normalmente estas barras são constituídas por alumínio ou cobre e não são isoladas do rotor, de material ferromagnético.

Neste capítulo apresentaremos o modelo matemático para o motor de indução trifásico. Neste modelo, algumas hipóteses simplificadoras são feitas, conforme podemos verificar abaixo:

- Os enrolamentos do estator e rotor (quando existentes) são idênticos e igualmente defasados entre si;
- O entreferro é considerado constante, efeitos de saliências, ranhuramento e excentricidade são desprezados;
- Não existe saturação ou histerese no material ferromagnético;
- Perdas no ferro, correntes parasitas e o efeito pelicular são desprezados;

- A densidade de fluxo magnético no entreferro somente apresenta componente radial e sua distribuição espacial é senoidal.

O modelo trifásico será obtido através das equações circuitais da máquina e, além disso, serão apresentados os modelos bifásicos através da transformação trifásica – bifásica.

Ao final deste capítulo é apresentado uma adaptação ao modelo proposto, baseado em algumas considerações. Este novo modelo apresenta uma variável a menos e com isto as equações que descrevem o motor ficam significativamente mais simples. Modelos similares foram utilizados por outros autores [12, 14] de modo a facilitar o processo de estimação dos parâmetros do motor de indução.

1.2. Equações de Tensões do Motor

Os enrolamentos do estator e rotor (quando existentes) de um motor de 2 pólos, trifásico, simétrico, podem ser representados por enrolamentos concentrados as , bs , cs , para o estator e ar , br , cr , para o rotor.

Estes enrolamentos são idênticos, senoidalmente distribuídos e defasados de 120° no espaço. Considerando-se as hipóteses simplificadoras adotadas, as equações para o motor ficam:

$$V_{abcs} = R_s I_{abcs} + p \lambda_{abcs} \quad (1.1)$$

$$V_{abcr} = R_r I_{abcr} + p \lambda_{abcr} \quad (1.2)$$

Onde:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{abcs} \\ \lambda_{abc r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abcs} \\ I_{abc r} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

As matrizes de indutâncias, são dadas por:

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{ls} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

$$L_{sr} = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Nas equações acima, θ_r , representa a posição angular do rotor cuja velocidade é ω_r , L_{ls} e L_{ms} são, respectivamente, as indutâncias de dispersão e magnetização do estator; L_{lr} e L_{mr} são, respectivamente as indutâncias de dispersão e magnetização do rotor. A indutância L_{sr} é a amplitude das indutâncias mútuas entre estator e rotor. Estamos considerando também que todas as grandezas relativas ao rotor estão referenciadas ao estator, com isto a representação fica bastante simples.

O agrupamento das eqs. (1.1), (1.2) e (1.3), resulta:

$$\begin{bmatrix} V_{abcs} \\ V_{abcr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pL_{sr} \\ pL_{sr}^T & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{abcs} \\ I_{abcr} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

1.3. A Equação de Torque

A energia armazenada em um campo magnético considerando um sistema magneticamente linear é:

$$W_f = \frac{1}{2} \sum_{p=1}^3 \sum_{q=1}^3 L_{pq} i_p i_q \quad (1.8)$$

Assim, utilizando a expressão acima, no caso do motor de indução, teremos 2 enrolamentos acoplados magneticamente, no estator e rotor. O fluxo disperso, representado pelas indutâncias L_{ls} e L_{lr} , não contribui, obviamente, para o torque e assim a expressão da energia fica, desconsiderando-se estas indutâncias:

$$W_f = \frac{1}{2} i_{abcs}^T (L_s - L_{ls} I) i_{abcs} + i_{abcs}^T L_{sr} i_{abcr} + \frac{1}{2} i_{abcr}^T (L_r - L_{lr} I) i_{abcr} \quad (1.9)$$

Onde:

I – matriz identidade.

Como o motor de indução é um sistema rotacional, faz-se necessário a conversão para tal sistema:

$$dW_m = -T_e d\theta_{rm} \quad (1.10)$$

Onde:

$$\theta_r = \frac{P}{2} \theta_{rm} \quad (1.11)$$

e, P é o número de pares de pólos do motor.

Assim, o torque eletromagnético fica:

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{\partial W_f(i_j, \theta_r)}{\partial \theta_r} \quad (1.12)$$

Na equação (1.12) somente a matriz das indutâncias mútuas, L_{sr} , é função de θ_r ,

logo:

$$T_e = \frac{P}{2} i_{abc}^T \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} i_{abc} \quad (1.13)$$

Por outro lado, o torque eletromagnético e a velocidade do rotor estão relacionados pela seguinte expressão:

$$T_e = J \left(\frac{2}{P} \right) p \omega_r + T_L \quad (1.14)$$

Onde:

T_L – torque da carga acionada.

1.4. Equações de Tensões do Motor em um Eixo de Referência

Arbitrário

Utilizando-se as informações descritas no Apêndice A, temos:

$$\begin{aligned} v_{qdOs} &= R_s i_{qdOs} + \omega \lambda_{dqs} + p \lambda_{qdOs} \\ v_{qdOr} &= R_s i_{qdOr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dqr} + p \lambda_{qdOr} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Onde:

$$\begin{aligned} \lambda_{qds}^T &= [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0] \\ \lambda_{qdr}^T &= [\lambda_{dr} \quad -\lambda_{qr} \quad 0] \end{aligned} \quad (1.16)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qdOs} \\ \lambda_{qdOr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_s L_s K_s^{-1} & K_s L'_{sr} K_r^{-1} \\ K_r L'_{sr} K_s^{-1} & K_r L_r K_r^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qdOs} \\ i_{qdOr} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

De [16], nós tiramos também que:

$$\begin{aligned} K_s L_s K_s^{-1} &= \begin{bmatrix} L_{ls} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \\ K_r L_r K_r^{-1} &= \begin{bmatrix} L_{lr} + L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \\ K_s L'_{sr} K_r^{-1} &= K_r L'_{sr} K_s^{-1} \begin{bmatrix} L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.18)$$

onde:

$$L_M = \frac{3}{2} L_{ms}$$

Agrupando-se as equações (1.16), (1.17) e (1.18) na equação (1.15), temos:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{Os} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{Or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{ss} & \omega L_{ss} & 0 & pL_M & \omega L_M & 0 \\ -\omega L_{ss} & R_s + pL_{ss} & 0 & -\omega L_M & pL_M & 0 \\ 0 & 0 & R_s + pL_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ pL_M & (\omega - \omega_r)L_M & 0 & R'_r + pL'_{rr} & (\omega - \omega_r)L'_{rr} & 0 \\ -(\omega - \omega_r)L_M & pL_M & 0 & -(\omega - \omega_r)L'_{rr} & R'_r + pL'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R'_r + pL'_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{Os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{Or} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

Onde:

$$\begin{aligned} L_M &= \frac{3}{2} L_{ms} \\ L_{ss} &= L_{ls} + L_M \\ L'_{rr} &= L'_{lr} + L_M \end{aligned} \quad (1.20)$$

Como podemos observar a equação (1.19) possui duas derivadas para os termos V_q e V_d da matriz. Isto dificulta a solução numérica. Por outro lado, a mesma equação pode ser manipulada de modo a obter-se uma única derivada para os termos V_q e V_d , como apresentaremos a seguir.

Primeiramente, vamos considerar a equação para os enlaces de fluxo:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{Os} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{Or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss} & 0 & 0 & L_M & 0 & 0 \\ 0 & L_{ss} & 0 & 0 & L_M & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_M & 0 & 0 & L'_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_M & 0 & 0 & L'_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{Os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{Or} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Manipulando-se a equação acima, (1.21), de modo que os enlaces de fluxo sejam variáveis independentes, temos:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{Os} \\ i'_{qr} \\ i'_{dr} \\ i'_{Or} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} L'_{rr} & 0 & 0 & -L_M & 0 & 0 \\ 0 & L'_{rr} & 0 & 0 & -L_M & 0 \\ 0 & 0 & \frac{D}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ -L_M & 0 & 0 & L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & -L_M & 0 & 0 & L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{D}{L'_{lr}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{Os} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{Or} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

Onde[16]:

$$D = L_{ss}L'_{rr} - L_M^2 \quad (1.23)$$

Assim, substituindo a eq. (1.22) na eq. (1.19), teremos uma equação com somente uma derivada para cada termo V_q e V_d , como segue:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{Os} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \\ v'_{Or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s L'_{rr}}{D} + p & \omega & 0 & -\frac{R_s L_M}{D} & 0 & 0 \\ -\omega & \frac{R_s L'_{rr}}{D} + p & 0 & 0 & -\frac{R_s L_M}{D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_s}{L_{ls}} + p & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R'_r L_M}{D} & 0 & 0 & \frac{R'_r L_{ss}}{D} + p & \omega - \omega_r & 0 \\ 0 & -\frac{R'_r L_M}{D} & 0 & -(\omega - \omega_r) & \frac{R'_r L_{ss}}{D} + p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{R'_r}{L'_{lr}} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{Os} \\ \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \\ \lambda'_{Or} \end{bmatrix} \quad (1.24)$$

1.5. Equações de Torque em um Eixo de Referência Arbitrário

A expressão do torque eletromagnético em função de variáveis de um eixo de referência arbitrário pode ser obtida através da eq. (1.13):

$$T_e = \frac{P}{2} [K_s^{-1} i_{qdOs}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} L'_{sr} K_r^{-1} i'_{qdOr} \quad (1.25)$$

Assim, a expressão do torque fica:

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_M (i_{qs} i'_{dr} - i_{ds} i'_{qr}) \quad (1.26)$$

Na equação acima o produto de L_M pelas correntes nos fornecem os “enlaces de fluxo”.

A expressão de torque acima pode ser facilmente convertida para uma expressão envolvendo os enlaces de fluxo por segundo e reatâncias, ao invés de indutâncias [16].

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{X_M}{D\omega_b} (\psi_{qs} \psi'_{dr} - \psi_{ds} \psi'_{qr}) \quad (1.27)$$

1.6. Eixos de Referência Normalmente Utilizados

Embora o comportamento de motores de indução trifásicos possa ser descrito em qualquer eixo de referência, existem três que são normalmente utilizados, são eles: o

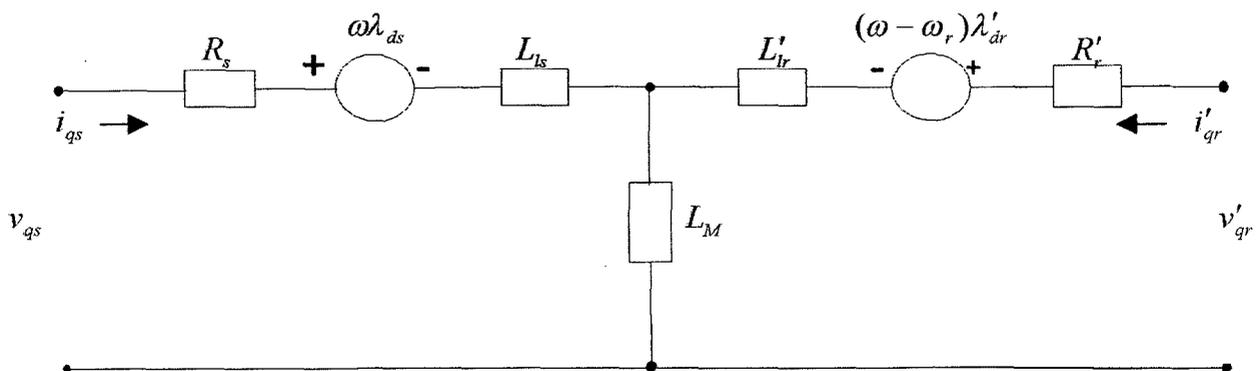
referencial estacionário, $\omega = 0$, o referencial no rotor, $\omega = \omega_r$, e o referencial no campo girante, $\omega = \omega_e$.

Geralmente, as condições de operação determinarão o eixo de referência mais conveniente para análise ou simulação. Vejamos, alguns exemplos para utilização de cada referencial [16]:

- Caso as tensões do estator sejam desbalanceadas ou descontínuas e as tensões no rotor sejam balanceadas ou nulas, o referencial estacionário é o mais indicado;
- Caso as tensões do rotor sejam desbalanceadas ou descontínuas e as tensões no estator sejam balanceadas, o referencial no rotor passa a ser o mais indicado;
- O referencial no campo girante é muito utilizado para analisar condições balanceadas ou simétricas. Além disso, este referencial é particularmente conveniente para o estudo de transientes e estabilidade dinâmica de sistemas de potência.

1.7. Simplificação ao Modelo

As equações de tensão em um eixo de referência arbitrário podem ser sintetizadas na forma de três circuitos elétricos, os quais são mostrados abaixo [16]:



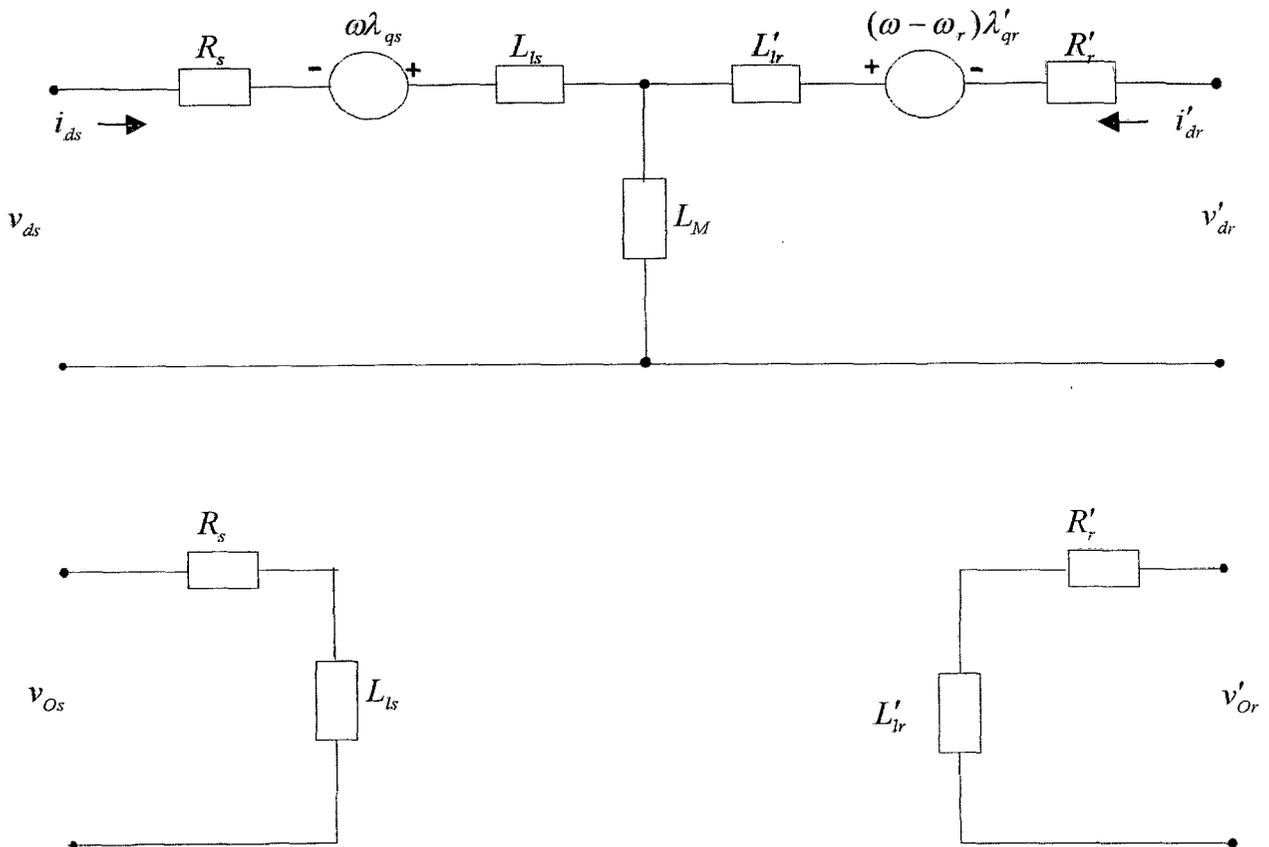


fig. 1.1 – circuito elétrico equivalente em um eixo de referência arbitrário

Algumas considerações adicionais serão feitas nesta etapa, com o objetivo de obter-se uma simplificação ao modelo apresentado na eq. (1.24), vejamos:

- No nosso estudo, consideraremos que a alimentação é balanceada, ou seja, as tensões estão defasadas de 120° e apresentam a mesma amplitude. Com isso, todas as variáveis O_s serão nulas;
- Utilizaremos o referencial no campo girante, ou seja, faremos $\omega = \omega_e$ na equação (1.24), facilitando a simulação das equações.

Adicionalmente faremos algumas alterações no circuito mostrado na figura 1.2. Estas modificações compreendem algumas mudanças de variáveis com o objetivo de diminuir o número de elementos do circuito. Abaixo são mostradas as transformações que serão realizadas [8].

Inicialmente definiremos uma variável k definida como:

$$k = \frac{\frac{3}{2}L_{ms}}{\frac{3}{2}L_{ms} + L_{lr}} \quad (1.28)$$

As indutâncias de dispersão serão agrupadas. A indutância total de dispersão torna-se:

$$L_{\sigma} = L_{ls} + kL_{lr} \quad (1.29)$$

É também definida uma *indutância principal* como sendo:

$$L_m = k^2(L_{ms} + L_{ls}) \quad (1.30)$$

Com estas definições, os enlases de fluxo no rotor λ'_{qr} e λ'_{dr} , são transformados em novos enlases de fluxo referidos ao estator através da constante de transformação k , assim:

$$\phi_{qr} = k\lambda'_{qr} \quad \phi_{dr} = k\lambda'_{dr} \quad (1.31)$$

A resistência rotórica e as correntes rotóricas também passam a ser referidos ao estator através da constante de transformação k :

$$\begin{aligned} I_{qr} &= \frac{i'_{qr}}{k} \\ I_{dr} &= \frac{i'_{dr}}{k} \\ r_r &= k^2 R'_r \end{aligned} \quad (1.32)$$

Aplicando-se as relações definidas nas equações (1.28) a (1.32) nas equações (1.22) e (1.24), e utilizando as considerações definidas no início deste tópico, temos um novo conjunto de equações, no referencial síncrono, que define o motor de indução trifásico simétrico.

A equação das correntes em função dos enlaces de fluxo fica [8], onde supomos também que as variáveis O do rotor são nulas:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

E a equação das tensões para o motor passa a ser:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v'_{qr} \\ v'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_\sigma} + p & \omega_e & -\frac{R_s}{L_\sigma} & 0 \\ -\omega_e & \frac{R_s}{L_\sigma} + p & -\frac{R_s}{L_\sigma} & 0 \\ -\frac{r_r}{L_\sigma} & 0 & \frac{r_r}{L_\sigma} + \frac{r_r}{L_m} + p & (\omega_e - \omega_r) \\ 0 & -\frac{R_r}{L_\sigma} & -(\omega_e - \omega_r) & \frac{r_r}{L_\sigma} + \frac{r_r}{L_m} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Como podemos ver nas equações acima, as considerações realizadas fazem com que o sistema de equações, originalmente definido das eq. (1.22) e (1.24) torne-se bastante

simples. Podemos ainda rescrever as equações como abaixo, onde supomos um rotor curto-circuitado:

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ I_{qr} \\ I_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_\sigma} & -\omega_e & \frac{R_s}{L_\sigma} & 0 \\ \omega_e & -\frac{R_s}{L_\sigma} & 0 & \frac{R_s}{L_\sigma} \\ \frac{r_r}{L_\sigma} & 0 & -\frac{r_r}{L_\sigma} - \frac{r_r}{L_m} & -(\omega_e - \omega_r) \\ 0 & \frac{r_r}{L_\sigma} & \omega_e - \omega_r & -\frac{r_r}{L_\sigma} - \frac{r_r}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

A troca de variáveis mostrada através das equações (1.28) a (1.32) pode ser considerada como o equivalente a transformar estas variáveis através de um transformador ideal de relação de transformação k .

Os circuitos elétricos abaixo sintetizam as considerações realizadas, mostrando de maneira simples as transformações de variáveis realizadas.

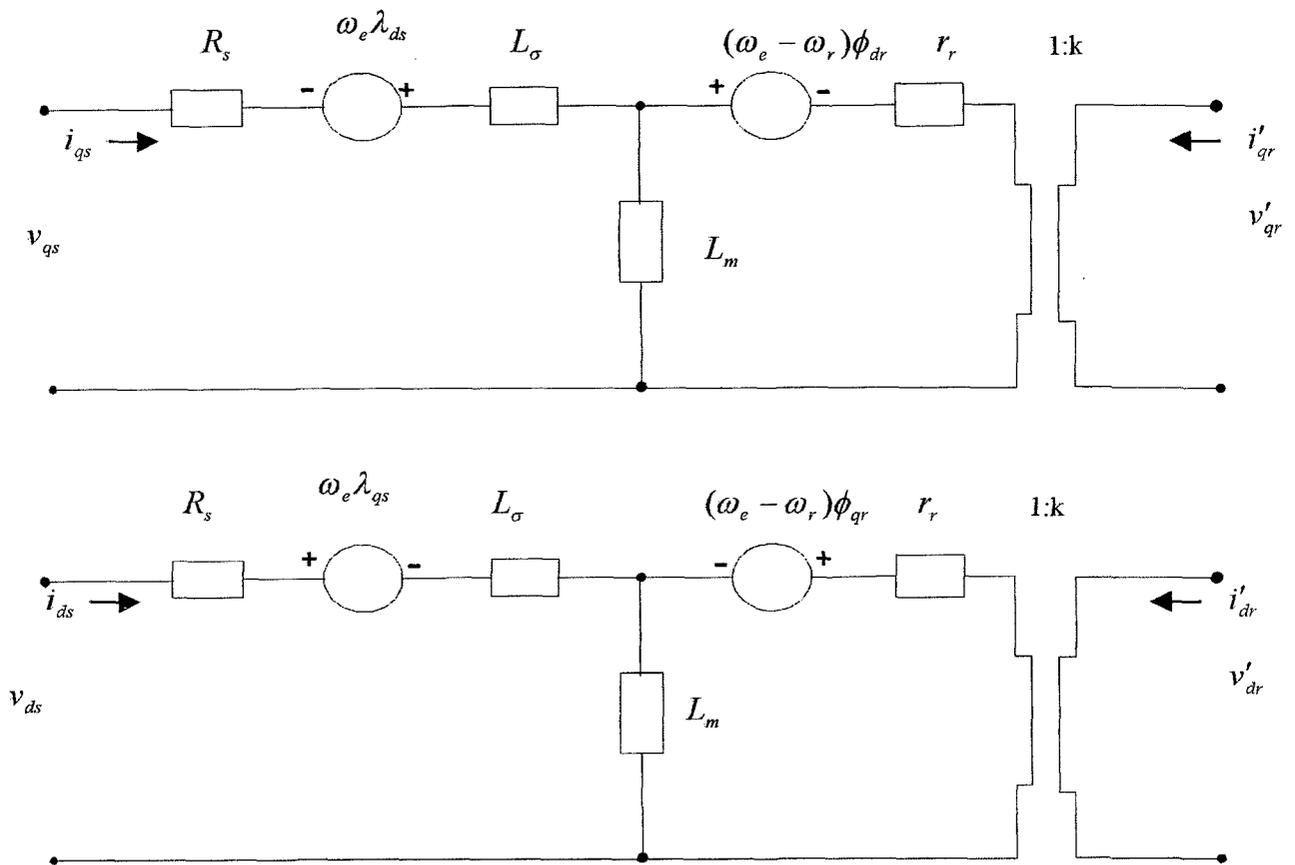


fig. 1.2 – circuito elétrico equivalente simplificado

1.8. Conclusão

Neste capítulo as equações que regem o motor de indução trifásico simétrico foram apresentadas.

Uma simplificação ao modelo foi feita de modo que o número de parâmetros a serem estimados foi diminuído para quatro parâmetros: a resistência do estator, a resistência do rotor, a indutância total de dispersão e a indutância principal.

Todas as considerações aqui apresentadas são de suma importância para o desenvolvimento e o entendimento deste trabalho.

Capítulo 2

Identificação de Sistemas

2.1. Introdução

A noção de um “modelo matemático” é fundamental para a ciência e engenharia. Um modelo é uma maneira útil e compacta de resumir o conhecimento sobre um processo ou sistema.

Em princípio, existem 2 métodos de obter-se um modelo: através de um conhecimento anterior, ou seja, através das leis físicas, e por experimentação. A melhor maneira é, com certeza, a combinação dos dois métodos.

Na maioria dos casos não é possível obter-se um modelo completo somente a partir do conhecimento físico. Alguns parâmetros devem ser determinados através de experimentos. Este método é chamado de *identificação de sistemas* e será mostrado a seguir.

2.2. Identificação de Sistemas

A identificação de sistemas é um método experimental para o modelamento de um processo, que inclui:

- Planejamento do experimento;

- Seleção da estrutura do modelo;
- Critério de validação;
- Estimação dos parâmetros.

2.2.1. Planejamento do Experimento

É freqüentemente difícil e caro realizar experimentos em processos industriais. Entretanto, é desejável ter-se um método de identificação que não requeira um sinal especial de entrada.

Muitos métodos de identificação “clássicos” dependem fortemente de utilizar-se um sinal de entrada de forma muito precisa, por exemplos, impulsos ou degraus. Um método de identificação deve ser insensível as características do sinal de entrada.

2.2.2. Seleção da Estrutura do Modelo

Um modelo deve ser derivado do conhecimento *a priori* de um processo. Em alguns casos, o único conhecimento é que o processo pode ser descrito como um sistema linear em uma faixa de operação específica. É, então, natural o uso de representações genéricas de sistemas lineares, chamados modelos “*black-box*”. Um exemplo típico é o modelo de equações de diferenças [19]:

$$A(q)y(k) = B(q)u(k) + C(q)e(k) \quad (2.1)$$

onde, u é a entrada do sistema, y é a saída, e é o ruído branco e os parâmetros, bem como a ordem do modelo são considerados como variáveis desconhecidas. As matrizes A , B e C , representam o modelo sob análise e k representa cada amostra retirada do sistema durante uma aquisição realizada.

Algumas vezes é possível aplicar as leis físicas para obter um modelo do processo ou sistema e que contenha somente uns poucos parâmetros desconhecidos. O modelo pode ser, então, descrito da seguinte forma [19]:

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u, v, \theta) \quad (2.2)$$

$$y = g(x, u, e, \theta) \quad (2.3)$$

Onde:

θ - são os parâmetros desconhecidos (a serem estimados);

v e e - são os distúrbios;

x - são os estados do sistema;

u - entrada do sistema;

y - saída do sistema.

2.2.3. Critério de Validação

Quando formulamos um problema de identificação, o critério é definido para sabermos quão coerente o modelo está, de acordo com os dados experimentais.

O critério de validação para sistemas discretos é, frequentemente, expresso como:

$$J(\theta) = \sum_{k=1}^N g(\varepsilon(k)) \quad (2.4)$$

onde ε é o erro na entrada, saída ou erro generalizado. A função g é frequentemente escolhida como quadrática, N é o número de amostras e J é o critério de validação.

A primeira formulação, solução e aplicação de um problema de identificação foi feita por Gauss, na famosa determinação da órbita do asteroide Ceres. Gauss formulou o problema de identificação, bem como otimizou o problema e introduziu o “princípio dos mínimos quadrados”, um método baseado na minimização do somatório do erro ao quadrado. Desde então, o método dos mínimos quadrados vem sendo usado extensivamente. O método dos mínimos quadrados é restrito aos modelos que são lineares nos parâmetros desconhecidos [19] ou então, aos modelos que podem ser linearizados para uma determinada faixa de operação.

2.2.4. Estimação dos Parâmetros

A solução de um problema de estimação de parâmetros requer:

- Sinais de entrada e saída do processo;
- Modelo matemático;
- Critério.

Um problema de estimação de parâmetros pode ser formulado como um problema de otimização onde o melhor modelo é aquele que melhor “casa” com os dados de acordo com um critério determinado.

O resultado da estimação depende, obviamente, de como o problema foi formulado. Existem muitas possibilidades de combinar-se as condições de um experimento, modelos e critérios. Conseqüentemente existe um enorme número de métodos de identificação disponíveis. Podemos, no entanto, fazer uma distinção entre métodos *on-line* e *off-line*.

Os métodos *on-line* nos fornecem estimações recursivas a medida que as medições vão sendo realizadas. São uma alternativa caso a identificação esteja sendo utilizada para controladores adaptativos ou se o processo é variante no tempo. Na maioria dos casos os métodos *off-line* nos dão uma estimativa com alta precisão e são mais confiáveis, pelo menos, em termos de convergência e serão adotados neste trabalho, como será visto nos próximos capítulos.

2.3. O Método dos Mínimos Quadrados

De acordo com Gauss, o princípio dos mínimos quadrados é que os parâmetros desconhecidos do modelo deviam ser escolhidos de tal modo que:

“o somatório das diferenças quadráticas entre o valores observados e calculados multiplicados por números que medem o grau de precisão, seja mínimo”

Para ser possível chegar-se a uma solução é necessário que os valores computados sejam funções lineares dos parâmetros desconhecidos [19].

2.3.1. O Problema

O problema genérico de mínimos quadrados é dado pelo seguinte modelo:

$$\hat{y} = \theta_1 \varphi_1(x) + \theta_2 \varphi_2(x) + \dots + \theta_n \varphi_n(x) \quad (2.5)$$

Onde $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ são funções conhecidas, e $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ são os parâmetros desconhecidos. Os pares de observações $\{(x_i, y_i), i = 1, 2, \dots, N\}$ são obtidos do experimento.

O problema é determinar os parâmetros de tal modo que as variáveis \hat{y} , calculadas a partir de (2.5) e dos valores experimentais x_i aproximem-se, tão próximo quanto possível, das variáveis medidas y_i .

O princípio dos mínimos quadrados diz que os parâmetros devem ser escolhidos de modo que a *função de perdas* J seja mínima.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \varepsilon^2(k) \quad (2.6)$$

Para simplificar os cálculos, a seguinte notação vetorial é feita:

$$\begin{aligned} \varphi &= [\varphi_1 \quad \varphi_2 \quad \dots \quad \varphi_n]^T \\ \theta &= [\theta_1 \quad \theta_2 \quad \dots \quad \theta_n]^T \\ y &= [y_1 \quad y_2 \quad \dots \quad y_n]^T \\ \varepsilon &= [\varepsilon_1 \quad \varepsilon_2 \quad \dots \quad \varepsilon_n]^T \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$\Phi = \begin{bmatrix} \varphi^T(x_1) \\ \vdots \\ \varphi^T(x_N) \end{bmatrix}$$

O problema dos mínimos quadrados pode, então, ser formulado em uma forma compacta. A função de perdas pode ser escrita como:

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \varepsilon^T \varepsilon = \frac{1}{2} \|\varepsilon\|^2 \quad (2.8)$$

Onde:

$$\varepsilon = y - \hat{y} \quad (2.9)$$

e

$$\hat{y} = \Phi\theta \quad (2.10)$$

A determinação de θ de modo que J seja mínimo, é dada pelo seguinte teorema:

$$\Phi^T \Phi \hat{\theta} = \Phi^T y \quad (2.11)$$

Se a matriz $\Phi^T \Phi$ é não-singular, o mínimo é único e dado pela seguinte expressão:

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T y \quad (2.12)$$

2.4. Conclusão

Este capítulo nos dá uma referência sobre identificação de sistemas.

De acordo como os conceitos aqui apresentados, podemos dizer que o método proposto neste trabalho para realizar a estimação dos parâmetros do motor de indução trifásico têm as seguintes características:

- não requer nenhum sinal especial de entrada;
- o modelo utilizado para representar o motor é baseado nas leis físicas que o regem;
- é um método *off-line*, uma vez que somente um conjunto de dados é adquirido e, a partir destes a estimação é realizada.

Capítulo 3

Estimação do Desempenho e Parâmetros do Motor de Indução Trifásico

3.1. Introdução

Neste capítulo os conceitos abordados no capítulo 1 serão utilizados para o desenvolvimento de uma metodologia de estimação do desempenho e dos parâmetros do motor de indução trifásico.

Como sabemos, o objetivo final do trabalho é obter um método para a avaliação de motores de indução trifásicos em linha de produção; sendo assim, algumas limitações foram consideradas:

- Somente serão medidas as tensões e correntes do motor durante a sua partida;
- Normalmente, nos testes finais realizados em motores, não se dispõe de um dispositivo para a medição de velocidade;
- Os motores são energizados em vazio, sem nenhuma inércia acoplada ao seu eixo, a menos da inércia do próprio rotor.

Apresentaremos a metodologia utilizada para realizar a medição das grandezas na partida, as transformações realizadas com os sinais adquiridos, o método de obtenção das

condições iniciais e finalmente o método utilizado para a obtenção dos parâmetros do motor.

Complementarmente, foi desenvolvido um software, chamado “aqmotor”, onde cada uma das etapas da metodologia abordada foi implementada. Detalhes do funcionamento do software serão apresentados juntamente com o desenvolvimento teórico deste capítulo.

3.2. Aquisição das Grandezas Durante a Partida do Motor

Para realizar a aquisição dos dados durante a partida do motor foi projetada e implementada uma bancada experimental, composta pelos seguintes componentes:

- 3 transdutores de corrente de Efeito Hall;
- 3 transdutores de tensão de Efeito Hall;
- 1 placa de aquisição de dados (analógica/digital) de alta velocidade;
- 1 fonte de corrente contínua para a alimentação dos transdutores;
- 1 microcomputador.

Abaixo são mostrados um esquema genérico da bancada desenvolvida e uma foto tirada do sistema:

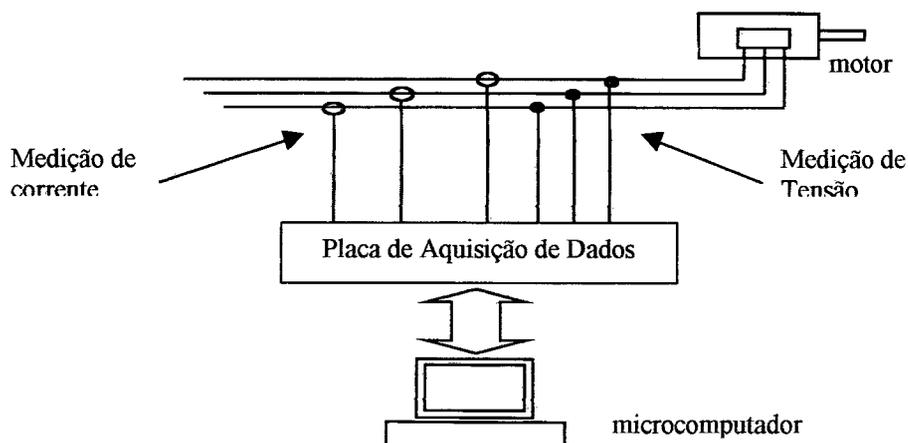




fig 3.1 – Diagrama esquemático e foto da bancada de testes

3.2.1. Configuração da Aquisição

Os transdutores de Efeito Hall fazem o condicionamento dos sinais de entrada do motor (tensões e correntes) para níveis compatíveis com a placa de aquisição de dados. Dependendo da amplitude do sinal a ser medido, deve-se fazer a adequação de resistores que fazem o condicionamento do sinal e, assim, obter uma maior confiabilidade da medição.

Sendo assim, para a medição de tensão foram disponibilizados 4 níveis de ajuste da tensão a ser medida (700V, 500V, 300V, 200V) e para a medição das correntes foram disponibilizados 7 níveis de ajuste da corrente a ser medida (1500A, 1000A, 600A, 300A, 100A, 50A, 25A). Estas opções podem ser configuradas, no software “aqmotor”, menu “configuração”, como pode ser visto na figura abaixo.

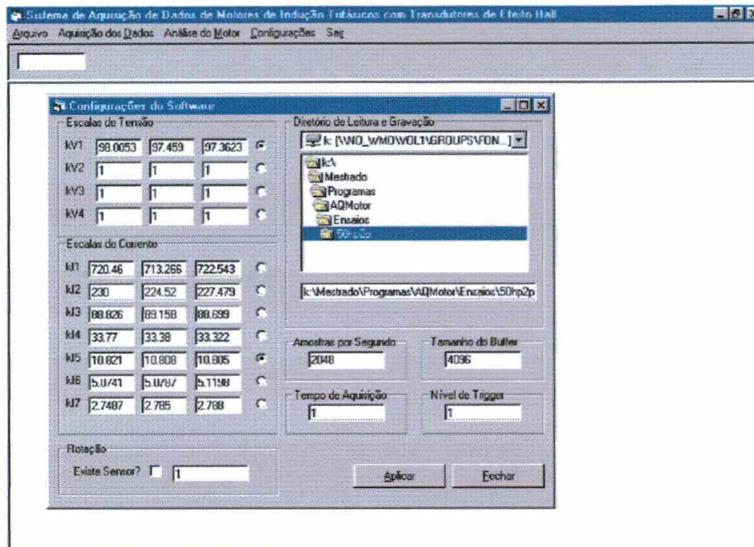


fig. 3.2 – tela de configuração do software “aqmotor”

Na tela mostrada acima, KV1-KV4 representam as escalas de tensão disponíveis para cada uma das fases, e KI1-KI7 representam as escalas de corrente disponíveis para cada uma das fases.

Adicionalmente, podem ser configuradas através deste software:

- a frequência de amostragem;
- o número de amostras adquiridas (*Tamanho do Buffer*) ou tempo de aquisição;
- o diretório para gravação dos dados adquiridos;
- e, se existe ou não sensor de rotação. Esta opção foi prevista, porém a medição da rotação não foi implementada.

3.2.2. A Aquisição de Dados

A aquisição de dados pode ser acessada no programa “aqmotor” através do menu “Aquisição de Dados”. Abaixo podemos ver a tela deste programa:

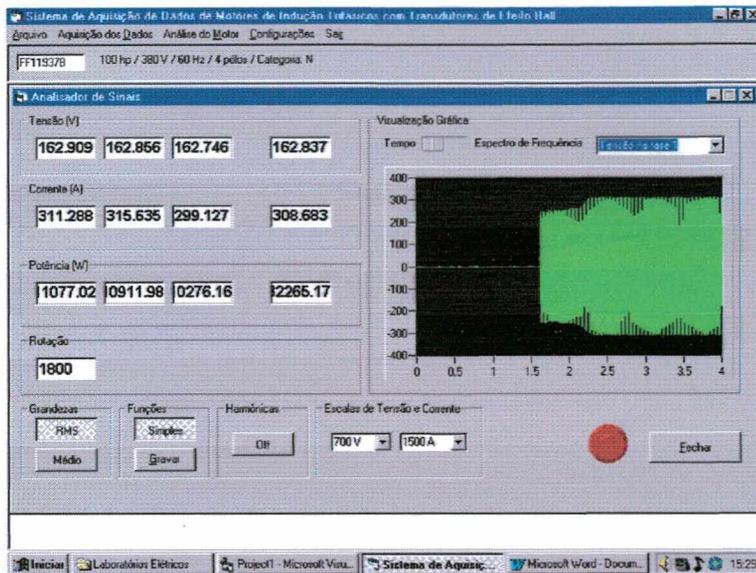


fig. 3.3a – tela de Aquisição de Dados (visualização da tensão adquirida)

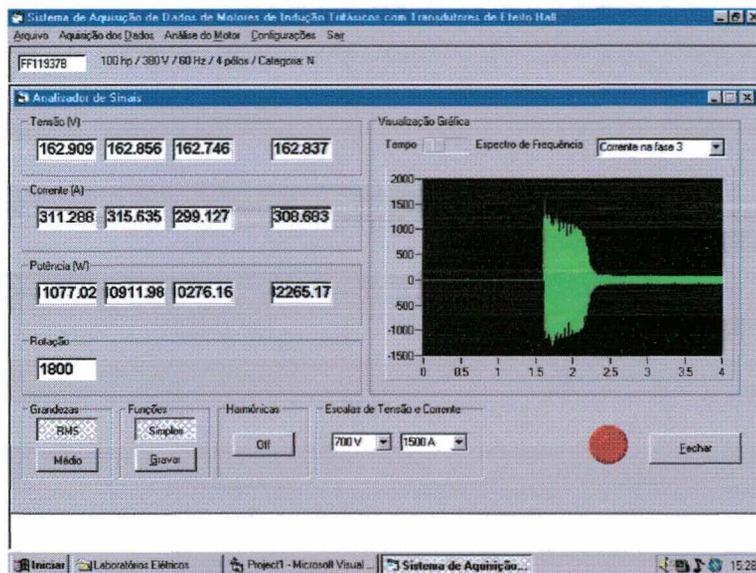


fig. 3.3b – tela de Aquisição de Dados (visualização da corrente adquirida)

Neste programa podem ser realizadas as seguintes tarefas:

- adquirir os dados continuamente ou então, durante um intervalo de tempo definido;
- visualizar o valor médio ou eficaz (RMS - Root Mean Square) do valor medido;
- selecionar as escalas de tensão e corrente;

- visualizar o sinal adquirido no tempo, ou então, o seu espectro de frequência.

Todas estas funções podem ser facilmente realizadas através dos botões disponíveis na tela mostrada na figura 3.3.

3.3. Transformação ABC-dq das Grandezas Adquiridas

Após a aquisição dos sinais de tensão e correntes do motor durante a sua partida faz-se necessário a transformação destas grandezas para o referencial dq síncrono, ou seja, a realização da transformação trifásica-bifásica descrita no Apêndice A.

Esta transformação deve ser realizada devido ao fato de que o modelo desenvolvido no capítulo 1 é o modelo do motor de indução trifásico neste mesmo referencial.

Tal tarefa pode ser executada através do software desenvolvido, menu “Análise do Motor”, opção “Transformação ABC-dq”.

A tela deste programa é mostrada abaixo.

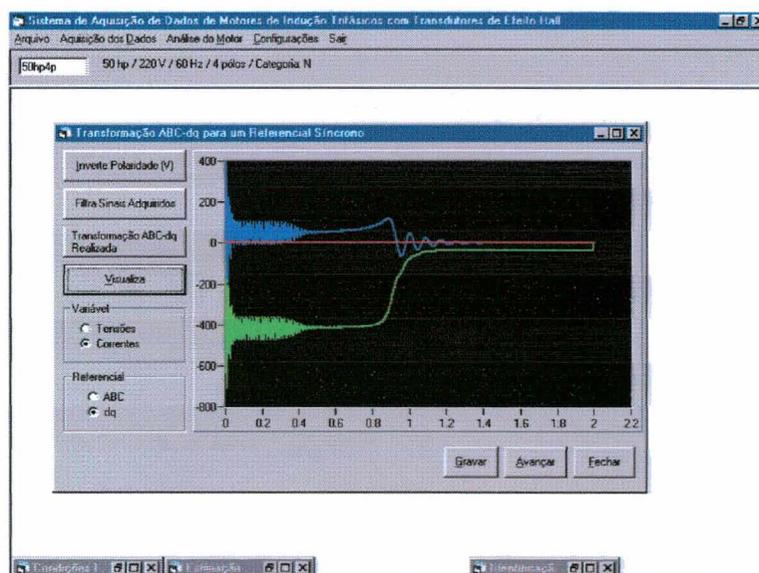


fig. 3.4 – tela da transformação ABC-dq

O programa mostrado na fig. 3.4 realiza a transformação dos sinais adquiridos de tensão e corrente para um referencial síncrono e, adicionalmente, podem ser realizadas as seguintes tarefas:

- Inverter a polaridade da tensão – isto é necessário quando os sinais adquiridos de tensão estão com a polaridade invertida. Para não ser preciso realizar a inversão dos cabos manualmente e uma outra aquisição, esta opção faz a inversão do sinal diretamente;
- Filtrar os sinais adquiridos – quando se realiza uma aquisição de dados de corrente, por exemplo, é utilizado um transdutor de corrente adequado para medir a corrente de partida, que pode ser superior em aproximadamente 20 vezes a corrente em vazio. Isto resulta no aparecimento de alguns ruídos que são incorporados ao sinal medido. Uma vez acionado o botão respectivo a esta função, um filtro “passa-baixas Butterworth” é utilizado para filtrar os sinais de tensão e correntes adquiridos;
- Visualização dos sinais adquiridos ou transformados para o referencial síncrono.

Todas estas funções podem ser facilmente realizadas através dos botões disponíveis na tela mostrada na figura 3.4.

3.4. Condições Iniciais

Para realizar a estimação dos parâmetros do motor de indução trifásico faz-se necessário a obtenção de condições iniciais para cada parâmetro a ser estimado.

A condições iniciais dos parâmetros do motor são obtidas utilizando-se os dados adquiridos durante a partida deste.

Inicialmente são calculados os valores eficazes (RMS) das correntes e tensões medidas durante a partida. Conforme sabemos, o valor eficaz de uma grandeza é dado por:

$$v_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} \quad (3.1)$$

Também é obtida a potência média, conforme equação:

$$p(t) = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (3.2)$$

onde v representa a tensão e i a corrente.

De posse dos valores de tensão e corrente eficazes e da potência durante a partida podemos obter as condições iniciais para os parâmetros do motor.

Para facilitar o entendimento deste procedimento vamos observar a figura abaixo:

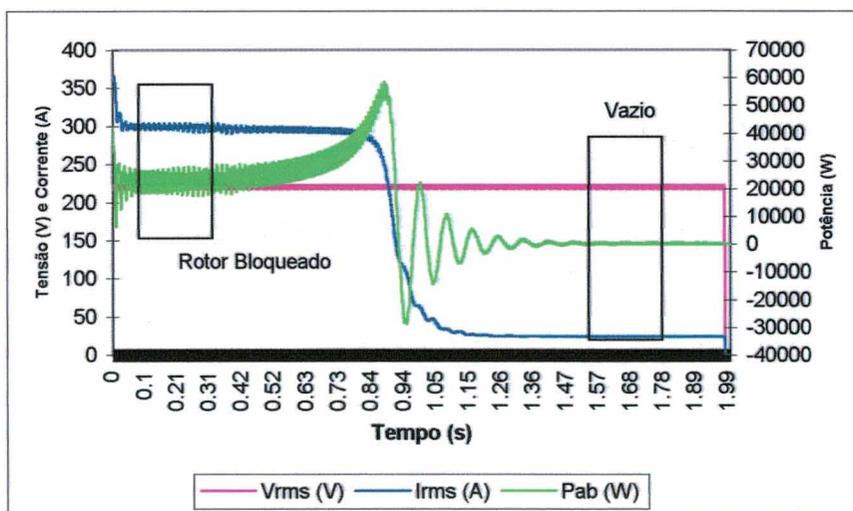


fig. 3.5 – Grandezas elétricas durante a partida do motor

Na figura acima, podemos verificar durante a partida dois trechos distintos e marcados com um retângulo. No primeiro trecho, podemos aproximar os valores adquiridos à condição de “rotor bloqueado” do motor e no segundo trecho, podemos considerar que os valores adquiridos estão na condição do motor “em vazio”.

Estas duas condições serão utilizadas para a obtenção das condições iniciais dos parâmetros do motor de indução trifásico.

3.4.1. Resistência do Estator (R_{st})

Como é muito difícil estimar-se a condição inicial para a resistência de fase do estator, estamos supondo, neste trabalho, que o valor especificado para esta resistência é conhecido. Normalmente, no ambiente de fabricação do motor elétrico é conhecido o valor esperado para resistência e este valor está disponível para consulta.

Assim sendo,

$$R_{st} = R_s (\text{especificado}) \quad (3.3)$$

No software “aqmotor”, foi criada uma tela onde são informadas as principais características do motor sob teste, ou seja,

- Número de série;
- Potência;
- tensão;
- frequência;

- polaridade;
- categoria;
- momento de inércia;
- resistência do estator especificada.

A figura abaixo mostra a tela do programa onde tais dados são informados.

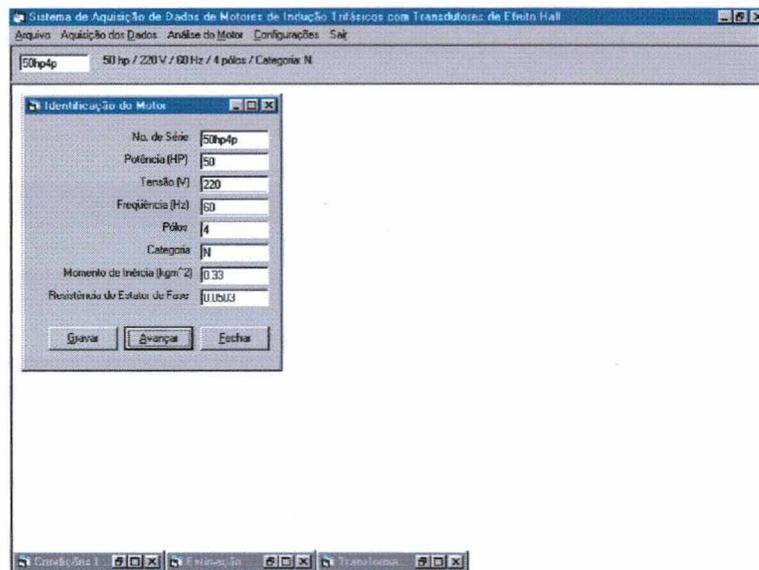


fig. 3.6 – tela dos dados de identificação do motor

3.4.2. Resistência do Rotor (R_{ri})

Utilizando-se o trecho inicial da partida do motor, podemos obter a tensão, corrente e potência absorvida na condição de rotor bloqueado. Para isso, faremos a seguinte consideração:

V_{rb} = média dos valores eficazes da tensão de fase no trecho inicial;

I_{rb} = média dos valores eficazes da corrente de fase no trecho inicial;

P_{rb} = média dos valores eficazes da potência no trecho inicial;

Assim sendo, podemos calcular a impedância do motor na partida, como:

$$Z_{rb} = \frac{V_{rb}}{I_{rb}} \quad (3.4)$$

Também podemos calcular o fator de potência na partida, como:

$$\cos \phi_{rb} = \frac{P_{rb}}{3V_{rb}I_{rb}} \quad (3.5)$$

Utilizando-se as equações (3.3), (3.4) e (3.5), a resistência de fase do rotor “inicial” fica:

$$R_{ri} = Z_{rb} \cdot \cos \phi_{rb} - R_{si} \quad (3.6)$$

3.4.3. Indutância de Dispersão do Estator e Rotor (L_{lsi} e L_{lri})

Utilizando-se a impedância do motor na partida (Z_{rb}), calculada anteriormente, podemos calcular a reatância de dispersão na partida:

$$X_{ri} = Z_{rb} \sqrt{1 - \cos^2 \phi_{rb}} \quad (3.7)$$

A reatância do motor na partida representa o somatório das reatâncias de dispersão do estator e rotor. A separação destas reatâncias não é tão simples e, por esse motivo, e também pelo fato que neste momento não nos interessa efetuar esta separação com uma precisão elevada, utilizaremos o critério proposto pela norma IEEE 112 para realizar a separação destas reatâncias.

Para motores de categoria N (conforme classificação da NBR 7094):

$$\begin{aligned} L_{lsi} &= \frac{0.4X_{rb}}{2\pi f} \\ L_{lri} &= \frac{0.6X_{rb}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Para motores de categoria H (conforme classificação da NBR 7094):

$$\begin{aligned} L_{lsi} &= \frac{0.3X_{rb}}{2\pi f} \\ L_{lri} &= \frac{0.7X_{rb}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Para motores de categoria D (conforme classificação da NBR 7094):

$$\begin{aligned} L_{lsi} &= \frac{0.5X_{rb}}{2\pi f} \\ L_{lri} &= \frac{0.5X_{rb}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Onde f é a frequência da rede de alimentação.

3.4.4. Rotina para Obtenção das Condições Iniciais

Para a implementação das condições iniciais para a estimação dos parâmetros foi desenvolvida uma rotina com este propósito:

A tela do programa pode ser vista na figura abaixo:

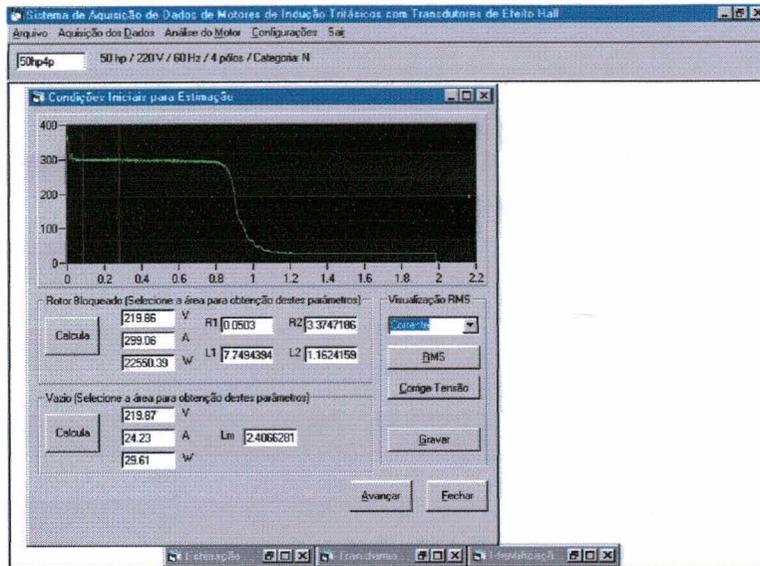


fig. 3.7 – tela para obtenção das condições iniciais

O programa mostrado na fig. 3.7. é capaz de obter os parâmetros iniciais do motor de indução trifásico conforme a metodologia apresentada e, adicionalmente, realizar as seguintes funções:

- Correção de tensão – com esta opção, todos os valores de tensão adquiridos são corrigidos para a tensão nominal. Isto é bastante interessante quando realiza-se testes reais em motores. Nestes casos, a tensão varia durante a aceleração do motor, devido a queda de tensão nos cabos de alimentação e, por isso, faz-se necessário a correção.
- cálculo da potência transferida ao entreferro ($P_{ag}(t)$) – esta função é calculada internamente, sem a necessidade que nenhum botão seja acionado. Como sabemos, a potência transferida ao entreferro é definida como:

$$P_{ag}(t) = P_{ab}(t) - p_{j1}(t) - p_{fe} \quad (3.11)$$

Onde:

$P_{ab}(t)$ - potência absorvida pelo motor;

$p_{j1}(t)$ - perdas joule no estator;

p_{fe} - perdas no ferro do estator.

Como durante a partida não é possível realizar-se a separação das perdas em vazio, em perdas no ferro e perdas por atrito e ventilação, faremos uma simplificação ao modelo e consideraremos o somatório das perdas em vazio, ao invés, da perda no ferro como mostra a eq. (3.11). Assim sendo, a nova potência transferida ao entreferro fica:

$$P_{ag}(t) = P_{ab}(t) - p_{j1}(t) - p_{fe} - p_{mec} \quad (3.12)$$

Onde:

p_{mec} - perdas mecânicas (atrito e ventilação).

- estimação da rotação durante a aceleração – esta função é, também, calculada internamente, sem a necessidade que nenhum botão seja acionado.

Como sabemos, o *torque induzido* (torque calculado através da potência transferida ao entreferro), pode ser definido como [18]:

$$T_{ind}(t) = \frac{P_{ag}(t)}{\omega_s} \quad (3.13)$$

Onde:

ω_s - rotação síncrona do motor (rad/s)

A relação entre a velocidade instantânea do motor e o torque, é dado por:

$$\omega = \frac{1}{J} \int T_{ind} dt = \frac{1}{J} \int \frac{P_{ag}(t)}{\omega_s} dt \quad (3.14)$$

Onde:

J - inércia do conjunto (motor + carga acionada);

Podemos considerar então que, a menos de uma constante, a rotação do motor é dada pela integral da potência transferida ao entreferro ($P_{ag}(t)$) e, desta forma, podemos estimar a rotação do motor durante a partida.

3.5. Estimação dos Parâmetros do Motor de Indução

Para realizarmos a estimação dos parâmetros do motor de indução, todos os conceitos abordados anteriormente serão utilizados.

O procedimento de estimação dos parâmetros utilizado leva em consideração as equações do motor (mostradas no capítulo 1), bem como os sinais de tensão e corrente adquiridos durante a partida, e as condições iniciais para cada parâmetro a ser estimado.

Novamente mostraremos o modelo do motor de indução utilizado na estimação dos parâmetros e, na seqüência, cada uma das etapas necessárias para realizar a estimação será discutida. Ao final deste tópico, um resumo mostrará a metodologia utilizada.

3.5.1. O Modelo Para a Estimação

Para realizarmos a identificação dos parâmetros do motor é necessária a medição das tensões e correntes deste, durante sua partida. O modelo utilizado é baseado nas equações de espaço de estado, conforme descrito no item 1.7.

Genericamente, podemos descrever o modelo a ser estimado como:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(\theta, \omega_r)x + B(\theta)u \\ \hat{y} &= C(\theta)x + D(\theta)u\end{aligned}\quad (3.15)$$

Aqui a entrada u é igual a tensão medida e a saída estimada \hat{y} é a corrente de alimentação do motor. O vetor x é dado por:

$$x = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{qs} \\ \hat{\lambda}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qr} \\ \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix}\quad (3.16)$$

Onde $\hat{\lambda}_{qs}$, $\hat{\lambda}_{ds}$, $\hat{\phi}_{qr}$ e $\hat{\phi}_{dr}$ são os fluxos do estator e rotor, em coordenadas do estator, estimados.

As matrizes A, B, C e D , são funções dos parâmetros físicos e são dadas pelas equações abaixo, obtidas comparando-se (3.15) com (1.35) e (1.36):

$$A(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_\sigma} & -\omega_e & \frac{R_s}{L_\sigma} & 0 \\ \omega_e & -\frac{R_s}{L_\sigma} & 0 & \frac{R_s}{L_\sigma} \\ \frac{r_r}{L_\sigma} & 0 & -\frac{r_r}{L_\sigma} - \frac{r_r}{L_m} & -(\omega_e - \omega_r) \\ 0 & \frac{r_r}{L_\sigma} & \omega_e - \omega_r & -\frac{r_r}{L_\sigma} - \frac{r_r}{L_m} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$B(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Note que a matriz $A(\theta, \omega_r)$ depende da velocidade e representa um modelo variante no tempo, isto porque, a velocidade é função do tempo.

O vetor dos parâmetros a serem estimados é dado por:

$$\theta = \begin{bmatrix} R_s \\ r_r \\ L_\sigma \\ L_m \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

De modo a facilitar os cálculos e minimizar o número de divisões a serem realizadas, uma reparametrização será feita. Ao invés de utilizarmos a indutância total de dispersão (L_σ) e a indutância principal (L_m), serão utilizadas o inverso das indutâncias, ou seja, a susceptância total de dispersão (A_σ) e a susceptância principal (A_m).

$$\begin{aligned} A_\sigma &= \frac{1}{L_\sigma} \\ A_m &= \frac{1}{L_m} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Assim sendo, o vetor dos parâmetros a serem estimados torna-se:

$$\theta = \begin{bmatrix} R_s \\ r_r \\ A_\sigma \\ A_m \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

E as matrizes A e C que compõem o sistema, tornam-se:

$$A(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} -R_s A_\sigma & -\omega_e & R_s A_\sigma & 0 \\ \omega_e & -R_s A_\sigma & 0 & R_s A_\sigma \\ r_r A_\sigma & 0 & -r_r A_\sigma - r_r A_m & -(\omega_e - \omega_r) \\ 0 & r_r A_\sigma & \omega_e - \omega_r & -r_r A_\sigma - r_r A_m \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} A_\sigma & 0 & -A_\sigma & 0 \\ 0 & A_\sigma & 0 & -A_\sigma \\ -A_\sigma & 0 & A_\sigma & 0 \\ 0 & -A_\sigma & 0 & A_\sigma \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

3.5.2. Método Direto de Estimação - Gradientes do Modelo

O método direto para estimação tem como objetivo (como o próprio nome diz) a estimação dos parâmetros diretamente. Isto significa, que nenhuma transformação será utilizada sobre os sinais medidos ou sobre o modelo a ser estimado.

O passo chave para o método direto é o cálculo dos gradientes do modelo para cada parâmetro a ser estimado, logo [8]:

$$\varphi_l(\theta) = \frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_l}(\theta), \quad l = 1, 2, \dots, n_\theta \quad (3.26)$$

Desenvolvendo a equação acima, lembrando a eq. (3.15), temos:

$$\varphi_l(\theta) = \frac{\partial C}{\partial \theta_l}(\theta)x(\theta) + C(\theta)\frac{\partial x}{\partial \theta_l}(\theta) + \frac{\partial D}{\partial \theta_l}(\theta)u \quad (3.27)$$

Na equação acima, podemos definir a *sensibilidade do estado* z_l como [8]:

$$z_l(\theta) = \frac{\partial x}{\partial \theta_l}(\theta) \quad (3.28)$$

E os gradientes das matrizes com relação a cada parâmetro a ser estimado θ_l , como segue:

- polaridade;
- categoria;
- momento de inércia;
- resistência do estator especificada.

A figura abaixo mostra a tela do programa onde tais dados são informados.

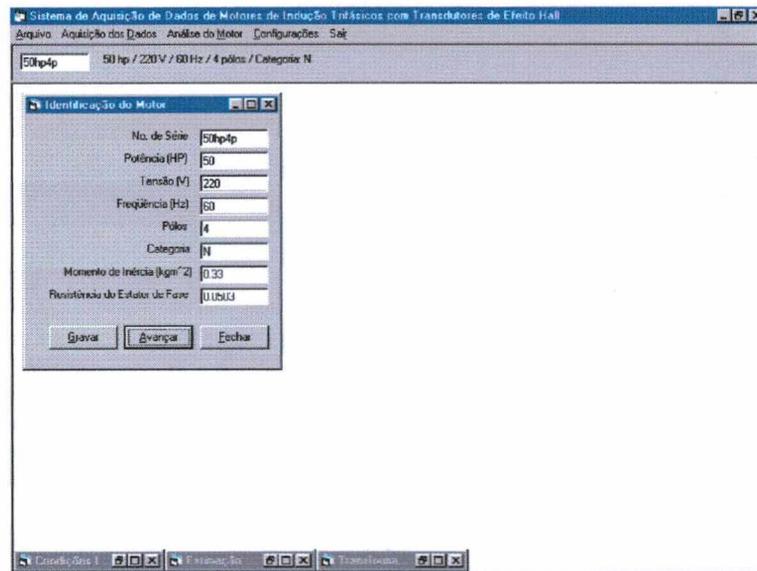


fig. 3.6 – tela dos dados de identificação do motor

3.4.2. Resistência do Rotor (R_{ri})

Utilizando-se o trecho inicial da partida do motor, podemos obter a tensão, corrente e potência absorvida na condição de rotor bloqueado. Para isso, faremos a seguinte consideração:

V_{rb} = média dos valores eficazes da tensão de fase no trecho inicial;

I_{rb} = média dos valores eficazes da corrente de fase no trecho inicial;

P_{rb} = média dos valores eficazes da potência no trecho inicial;

Assim sendo, podemos calcular a impedância do motor na partida, como:

$$Z_{rb} = \frac{V_{rb}}{I_{rb}} \quad (3.4)$$

Também podemos calcular o fator de potência na partida, como:

$$\cos \phi_{rb} = \frac{P_{rb}}{3V_{rb}I_{rb}} \quad (3.5)$$

Utilizando-se as equações (3.3), (3.4) e (3.5), a resistência de fase do rotor “inicial” fica:

$$R_{ri} = Z_{rb} \cdot \cos \phi_{rb} - R_{si} \quad (3.6)$$

3.4.3. Indutância de Dispersão do Estator e Rotor (L_{lsi} e L_{lri})

Utilizando-se a impedância do motor na partida (Z_{rb}), calculada anteriormente, podemos calcular a reatância de dispersão na partida:

$$X_{rb} = Z_{rb} \sqrt{1 - \cos^2 \phi_{rb}} \quad (3.7)$$

A reatância do motor na partida representa o somatório das reatâncias de dispersão do estator e rotor. A separação destas reatâncias não é tão simples e, por esse motivo, e também pelo fato que neste momento não nos interessa efetuar esta separação com uma precisão elevada, utilizaremos o critério proposto pela norma IEEE 112 para realizar a separação destas reatâncias.

Para motores de categoria N (conforme classificação da NBR 7094):

$$\begin{aligned} L_{lsi} &= \frac{0.4X_{rb}}{2\pi f} \\ L_{lri} &= \frac{0.6X_{rb}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Para motores de categoria H (conforme classificação da NBR 7094):

$$\begin{aligned} L_{lsi} &= \frac{0.3X_{rb}}{2\pi f} \\ L_{lri} &= \frac{0.7X_{rb}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (3.9)$$

Para motores de categoria D (conforme classificação da NBR 7094):

$$\begin{aligned} L_{lsi} &= \frac{0.5X_{rb}}{2\pi f} \\ L_{lri} &= \frac{0.5X_{rb}}{2\pi f} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Onde f é a frequência da rede de alimentação.

3.4.4. Rotina para Obtenção das Condições Iniciais

Para a implementação das condições iniciais para a estimação dos parâmetros foi desenvolvida uma rotina com este propósito:

A tela do programa pode ser vista na figura abaixo:

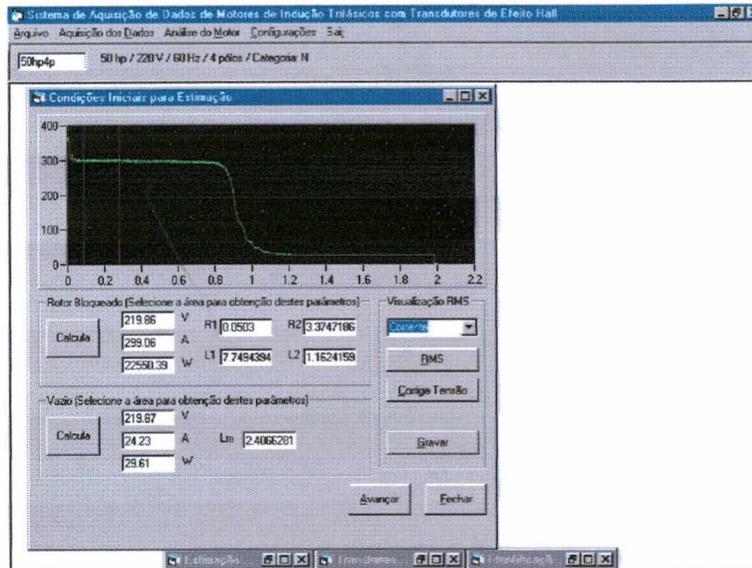


fig. 3.7 – tela para obtenção das condições iniciais

O programa mostrado na fig. 3.7. é capaz de obter os parâmetros iniciais do motor de indução trifásico conforme a metodologia apresentada e, adicionalmente, realizar as seguintes funções:

- Correção de tensão – com esta opção, todos os valores de tensão adquiridos são corrigidos para a tensão nominal. Isto é bastante interessante quando realiza-se testes reais em motores. Nestes casos, a tensão varia durante a aceleração do motor, devido a queda de tensão nos cabos de alimentação e, por isso, faz-se necessário a correção.
- cálculo da potência transferida ao entreferro ($P_{ag}(t)$) – esta função é calculada internamente, sem a necessidade que nenhum botão seja acionado. Como sabemos, a potência transferida ao entreferro é definida como:

$$P_{ag}(t) = P_{ab}(t) - p_{j1}(t) - p_{fe} \quad (3.11)$$

Onde:

$P_{ab}(t)$ - potência absorvida pelo motor;

$p_{j1}(t)$ - perdas joule no estator;

p_{fe} - perdas no ferro do estator.

Como durante a partida não é possível realizar-se a separação das perdas em vazio, em perdas no ferro e perdas por atrito e ventilação, faremos uma simplificação ao modelo e consideraremos o somatório das perdas em vazio, ao invés, da perda no ferro como mostra a eq. (3.11). Assim sendo, a nova potência transferida ao entreferro fica:

$$P_{ag}(t) = P_{ab}(t) - p_{j1}(t) - p_{fe} - p_{mec} \quad (3.12)$$

Onde:

p_{mec} - perdas mecânicas (atrito e ventilação).

- estimação da rotação durante a aceleração – esta função é, também, calculada internamente, sem a necessidade que nenhum botão seja acionado.

Como sabemos, o *torque induzido* (torque calculado através da potência transferida ao entreferro), pode ser definido como [18]:

$$T_{ind}(t) = \frac{P_{ag}(t)}{\omega_s} \quad (3.13)$$

Onde:

ω_s - rotação síncrona do motor (rad/s)

A relação entre a velocidade instantânea do motor e o torque, é dado por:

$$\omega = \frac{1}{J} \int T_{ind} dt = \frac{1}{J} \int \frac{P_{ag}(t)}{\omega_s} dt \quad (3.14)$$

Onde:

J - inércia do conjunto (motor + carga acionada);

Podemos considerar então que, a menos de uma constante, a rotação do motor é dada pela integral da potência transferida ao entreferro ($P_{ag}(t)$) e, desta forma, podemos estimar a rotação do motor durante a partida.

3.5. Estimação dos Parâmetros do Motor de Indução

Para realizarmos a estimação dos parâmetros do motor de indução, todos os conceitos abordados anteriormente serão utilizados.

O procedimento de estimação dos parâmetros utilizado leva em consideração as equações do motor (mostradas no capítulo 1), bem como os sinais de tensão e corrente adquiridos durante a partida, e as condições iniciais para cada parâmetro a ser estimado.

Novamente mostraremos o modelo do motor de indução utilizado na estimação dos parâmetros e, na seqüência, cada uma das etapas necessárias para realizar a estimação será discutida. Ao final deste tópico, um resumo mostrará a metodologia utilizada.

3.5.1. O Modelo Para a Estimação

Para realizarmos a identificação dos parâmetros do motor é necessária a medição das tensões e correntes deste, durante sua partida. O modelo utilizado é baseado nas equações de espaço de estado, conforme descrito no item 1.7.

Genericamente, podemos descrever o modelo a ser estimado como:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A(\theta, \omega_r)x + B(\theta)u \\ \hat{y} &= C(\theta)x + D(\theta)u\end{aligned}\tag{3.15}$$

Aqui a entrada u é igual a tensão medida e a saída estimada \hat{y} é a corrente de alimentação do motor. O vetor x é dado por:

$$x = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{qs} \\ \hat{\lambda}_{ds} \\ \hat{\phi}_{qr} \\ \hat{\phi}_{dr} \end{bmatrix}\tag{3.16}$$

Onde $\hat{\lambda}_{qs}$, $\hat{\lambda}_{ds}$, $\hat{\phi}_{qr}$ e $\hat{\phi}_{dr}$ são os fluxos do estator e rotor, em coordenadas do estator, estimados.

As matrizes A, B, C e D , são funções dos parâmetros físicos e são dadas pelas equações abaixo, obtidas comparando-se (3.15) com (1.35) e (1.36):

$$A(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_\sigma} & -\omega_e & \frac{R_s}{L_\sigma} & 0 \\ \omega_e & -\frac{R_s}{L_\sigma} & 0 & \frac{R_s}{L_\sigma} \\ \frac{r_r}{L_\sigma} & 0 & -\frac{r_r}{L_\sigma} - \frac{r_r}{L_m} & -(\omega_e - \omega_r) \\ 0 & \frac{r_r}{L_\sigma} & \omega_e - \omega_r & -\frac{r_r}{L_\sigma} - \frac{r_r}{L_m} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$B(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & -\frac{1}{L_\sigma} \\ -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_\sigma} & 0 & \frac{1}{L_\sigma} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$D(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Note que a matriz $A(\theta, \omega_r)$ depende da velocidade e representa um modelo variante no tempo, isto porque, a velocidade é função do tempo.

O vetor dos parâmetros a serem estimados é dado por:

$$\theta = \begin{bmatrix} R_s \\ r_r \\ L_\sigma \\ L_m \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

De modo a facilitar os cálculos e minimizar o número de divisões a serem realizadas, uma reparametrização será feita. Ao invés de utilizarmos a indutância total de dispersão (L_σ) e a indutância principal (L_m), serão utilizadas o inverso das indutâncias, ou seja, a susceptância total de dispersão (A_σ) e a susceptância principal (A_m).

$$\begin{aligned} A_\sigma &= \frac{1}{L_\sigma} \\ A_m &= \frac{1}{L_m} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Assim sendo, o vetor dos parâmetros a serem estimados torna-se:

$$\theta = \begin{bmatrix} R_s \\ r_r \\ A_\sigma \\ A_m \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

E as matrizes A e C que compõem o sistema, tornam-se:

$$A(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} -R_s A_\sigma & -\omega_e & R_s A_\sigma & 0 \\ \omega_e & -R_s A_\sigma & 0 & R_s A_\sigma \\ r_r A_\sigma & 0 & -r_r A_\sigma - r_r A_m & -(\omega_e - \omega_r) \\ 0 & r_r A_\sigma & \omega_e - \omega_r & -r_r A_\sigma - r_r A_m \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$C(\theta) = \begin{bmatrix} A_\sigma & 0 & -A_\sigma & 0 \\ 0 & A_\sigma & 0 & -A_\sigma \\ -A_\sigma & 0 & A_\sigma & 0 \\ 0 & -A_\sigma & 0 & A_\sigma \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

3.5.2. Método Direto de Estimação - Gradientes do Modelo

O método direto para estimação tem como objetivo (como o próprio nome diz) a estimação dos parâmetros diretamente. Isto significa, que nenhuma transformação será utilizada sobre os sinais medidos ou sobre o modelo a ser estimado.

O passo chave para o método direto é o cálculo dos gradientes do modelo para cada parâmetro a ser estimado, logo [8]:

$$\varphi_l(\theta) = \frac{\partial \hat{y}}{\partial \theta_l}(\theta), \quad l = 1, 2, \dots, n_\theta \quad (3.26)$$

Desenvolvendo a equação acima, lembrando a eq. (3.15), temos:

$$\varphi_l(\theta) = \frac{\partial C}{\partial \theta_l}(\theta)x(\theta) + C(\theta)\frac{\partial x}{\partial \theta_l}(\theta) + \frac{\partial D}{\partial \theta_l}(\theta)u \quad (3.27)$$

Na equação acima, podemos definir a *sensibilidade do estado* z_l como [8]:

$$z_l(\theta) = \frac{\partial x}{\partial \theta_l}(\theta) \quad (3.28)$$

E os gradientes das matrizes com relação a cada parâmetro a ser estimado θ_l , como segue:

$$\begin{aligned}
 A_i(\theta, \omega_r) &= \frac{\partial A}{\partial \theta_i}(\theta, \omega_r) \\
 B_i(\theta) &= \frac{\partial B}{\partial \theta_i}(\theta) \\
 C_i(\theta) &= \frac{\partial C}{\partial \theta_i}(\theta) \\
 D_i(\theta) &= \frac{\partial D}{\partial \theta_i}(\theta)
 \end{aligned}
 \tag{3.29}$$

Agrupando-se a equação 3.28 e 3.29 na equação 3.27, temos:

$$\varphi_i(\theta) = C_i(\theta)x(\theta) + C(\theta)z_i(\theta) + D_i(\theta)u
 \tag{3.30}$$

Para obter-se as *sensibilidades de estado* para cada variável a ser estimada, a seguinte equação diferencial deve ser resolvida:

$$\dot{z}_i(\theta) = \frac{\dot{x}(\theta)}{\partial \theta} = A(\theta, \omega_r)z_i(\theta) + A_i(\theta, \omega_r)x(\theta) + B_i(\theta)u
 \tag{3.31}$$

Podemos dizer que através do modelo real em tempo contínuo, um modelo estimado descrito através das suas equações de espaço de estado e dos seus gradientes pode ser encontrado. O quadro abaixo sintetiza, o método:

Modelo a ser Estimado:

$$\dot{x} = A(\theta, \omega_r)x + B(\theta)u
 \tag{3.32a}$$

$$\hat{y} = C(\theta)x + D(\theta)u$$

Gradientes do Modelo para cada parâmetro a ser estimado:

$$\dot{z}_i(\theta) = A(\theta, \omega_r)z_i(\theta) + A_i(\theta, \omega_r)x(\theta) + B_i(\theta)u
 \tag{3.32b}$$

$$\varphi_i(\theta) = C_i(\theta)x(\theta) + C(\theta)z_i(\theta) + D_i(\theta)u$$

No nosso caso, a equação 3.32, fica:

Modelo a ser Estimado:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\theta, \omega_r)x + B(\theta)u & (3.33a) \\ \hat{y} &= C(\theta)x \end{aligned}$$

Gradientes do Modelo para cada parâmetro a ser estimado:

$$\begin{aligned} \dot{z}_l(\theta) &= A(\theta, \omega_r)z_l(\theta) + A_l(\theta, \omega_r)x(\theta) & (3.33b) \\ \varphi_l(\theta) &= C_l(\theta)x(\theta) + C(\theta)z_l(\theta) \end{aligned}$$

Onde $A(\theta, \omega_r)$ é dado pela equação 3.24, $B(\theta)$ é dado pela equação 3.18 e $C(\theta)$ é dado pela equação 3.25.

As matrizes $A_l(\theta, \omega_r)$ representam as derivadas parciais da matriz $A(\theta, \omega_r)$ com relação a cada um dos parâmetros a serem estimados. Sendo assim, $A_l(\theta, \omega_r)$ fica:

$$A_{R_s}(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} -A_\sigma & 0 & A_\sigma & 0 \\ 0 & -A_\sigma & 0 & A_\sigma \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

$$A_{R_r}(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ A_\sigma & 0 & -A_\sigma - A_m & 0 \\ 0 & A_\sigma & 0 & -A_\sigma - A_m \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$A_{A_\sigma}(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & R_s & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & R_s \\ r_r & 0 & -r_r & 0 \\ 0 & r_r & 0 & -r_r \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$A_{A_m}(\theta, \omega_r) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_r \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

As matrizes $C_i(\theta)$ representam as derivadas parciais da matriz C com relação a cada um dos parâmetros a serem estimados. Sendo assim, $C_i(\theta)$ fica:

$$C_{R_r}(\theta) = C_{R_s}(\theta) = C_{A_m}(\theta) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$C_{A_\sigma}(\theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

3.5.3. Método Direto de Estimação – Algoritmo Gauss-Newton

Para realizarmos a estimação dos parâmetros vamos considerar a saída estimada $\hat{y}(k, \theta_i)$, onde θ_i são os valores dos parâmetros a serem estimados na i -ésima iteração e k representa cada amostra. Suponha que a aproximação $\hat{\theta}_{i-1}$ esteja disponível.

Assim, utilizando a aproximação de Taylor, a saída estimada pode ser aproximada por [8]:

$$\hat{y}(k, \theta_i) \approx \hat{y}(k, \theta_{i-1}) + \varphi(k, \theta_{i-1})(\theta_i - \theta_{i-1}) \quad (3.40)$$

Onde $\varphi(k, \theta)$ é o gradiente de $\hat{y}(k, \theta)$ com relação a θ e, portanto, é também o gradiente do erro na estimação [8].

$$\varphi(k, \theta) = \frac{\partial \hat{y}(k, \theta)}{\partial \theta} = -\frac{\partial \varepsilon(k, \theta)}{\partial \theta} \quad (3.41)$$

O erro na estimação $\varepsilon(k, \theta)$, torna-se:

$$\begin{aligned} \varepsilon(k, \theta_i) &= y(k) - \hat{y}(k, \theta_i) \\ \varepsilon(k, \theta_i) &\approx y(k) - \hat{y}(k, \theta_{i-1}) + \varphi(k, \theta_{i-1})\theta_{i-1} - \varphi(k, \theta_{i-1})\theta_i \\ \varepsilon(k, \theta_i) &\approx z(k, \theta_{i-1}) - \varphi(k, \theta_{i-1})\theta_i \end{aligned} \quad (3.42)$$

A equação 3.42 apresenta uma forma similar as equações 2.9 e 2.10. A diferença é que o vetor de regressão linear $\Phi(k)$ é substituído pelo gradiente $\varphi(k, \theta_{i-1})$ e a posição $y(k)$ é substituída por $z(k)$.

Supondo que o erro na estimação é linear com relação aos vetores de parâmetros θ_i , então o método dos mínimos quadrados pode ser utilizado para encontrar a estimação dos parâmetros θ_i .

Logo,

$$\hat{\theta}_i = \left[\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi(k, \hat{\theta}_{i-1})^T \varphi(k, \hat{\theta}_{i-1}) \right]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi(k, \hat{\theta}_{i-1})^T z(k) \quad (3.43)$$

Onde:

$$\varepsilon(k, \hat{\theta}_{i-1}) = y(k) - \hat{y}(k, \hat{\theta}_{i-1}) \quad (3.44)$$

As equações acima podem ser manipuladas de modo a obtermos a forma padrão do *Método de Gauss-Newton*, como segue:

Algoritmo de *Gauss-Newton*:

$$\hat{\theta}_i = \hat{\theta}_{i-1} + [R_N]^{-1} \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi(k, \hat{\theta}_{i-1})^T \varepsilon(k, \hat{\theta}_{i-1}) \quad (3.45)$$

onde:

$$R_N = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varphi(k, \hat{\theta}_{i-1})^T \varphi(k, \hat{\theta}_{i-1})$$

3.5.4. Síntese do Método de Estimação

Resumidamente podemos dizer que para realizarmos a estimação dos parâmetros através do *Método Direto*, os seguintes passos devem ser realizados:

- a) Realizar a transformação dos sinais adquiridos de tensão e corrente para o referencial síncrono;
- a) Obter as condições iniciais para cada parâmetro a ser estimado;
- b) Resolver a equação diferencial 3.33a (utilizando um método numérico – neste trabalho foi utilizado o método de Range-Kutta¹ de 4ª ordem) e obter a saída estimada para cada incremento de tempo;
- c) Calcular a *sensibilidade do estado* para cada um dos parâmetros a ser estimado (equação 3.33b). A sensibilidade do estado é dada por uma equação diferencial, a qual pode ser resolvida, também, pelo método de Range-Kutta;

¹ Uma síntese do método de Range-Kutta de 4ª ordem é mostrada no apêndice B.

- d) Uma vez obtida a *sensibilidade do estado* deve-se calcular os gradientes do modelo para cada parâmetro a ser estimado (ϕ);
- e) Finalmente, utilizando-se o método de Gauss-Newton, descrito pela equação 3.45, pode-se estimar os parâmetros do motor de indução trifásico.

Assim como foram desenvolvidos programas para a transformação do sinais adquiridos para um referencial síncrono e para a obtenção das condições iniciais; para as todas etapas de estimação dos parâmetros, listadas de b) a e), um programa foi desenvolvido, e pode ser acessado no software “aqmotor”, menu “Análise do Motor”, opção “Estimação dos parâmetros”.

A figura abaixo mostra a tela do programa desenvolvido:

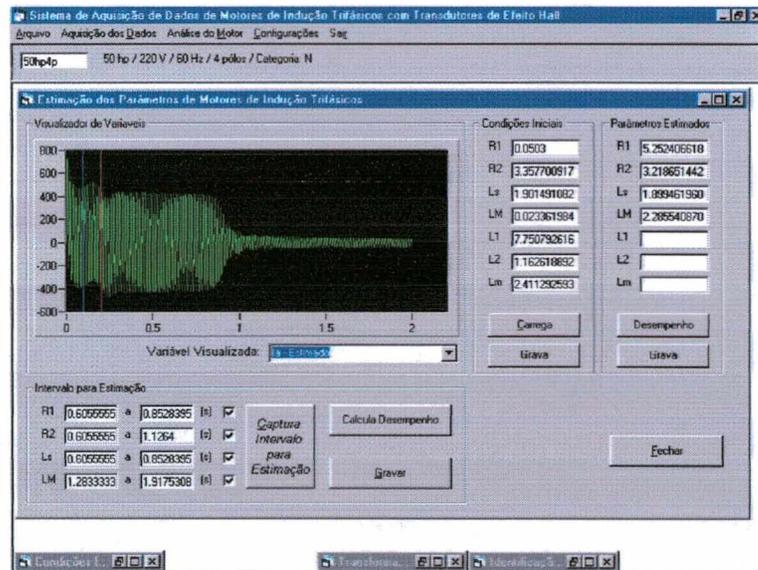


fig. 3.8 – tela para a estimação dos parâmetros

O programa mostrado na fig. 3.8. é capaz de estimar os parâmetros do motor, de acordo com o intervalo de tempo e a grandeza selecionada. As condições iniciais podem ser recuperadas do arquivo previamente gravado durante a etapa de obtenção destas condições, ou então é automaticamente carregado quando as condições iniciais foram obtidas.

É possível visualizar as diversas grandezas como, corrente estimada, a evolução da estimação de todos os parâmetros e as funções de gradientes do modelo com relação aos parâmetros estimados. Também, pode-se gravar o resultados da estimação em um arquivo ASCII.

3.6. Conclusão

Neste capítulo foi apresentado o método utilizado para realizarmos a estimação dos parâmetros do motor de indução trifásico.

Podemos perceber a extensão do trabalho que, iniciou-se com a definição e implementação de uma bancada de testes para a realização dos ensaios, passando para o desenvolvimento de um software capaz de adquirir os dados necessários para a estimação e a implementação neste software do método proposto.

A bancada desenvolvida, apesar de ter uma construção bastante simples, apresentou uma boa confiabilidade na medição e pode ser calibrada, via software, para obter-se os menores erros possíveis. Além disso, um outro grande ganho desta bancada foi o custo, aproximadamente 15 vezes menor que um “analisador de potência”, instrumento utilizado para realizar as medições das grandezas elétricas nos motores.

Algumas características de desempenho, como a estimação da rotação, a obtenção da potência absorvida em função da aceleração, a obtenção das condições iniciais através da análise dos trechos correspondentes ao motor com rotor bloqueado e em vazio, podem ser facilmente utilizadas na análise dos motores em linha de produção, aumentando enormemente a confiabilidade dos testes realizados nos motores e a garantia da qualidade sobre o motor testado.

Capítulo 4

Resultados das Simulações Realizadas

4.1. Introdução

De modo a simular a partida do motor, foi utilizado o software MATLAB® para realizar esta simulação. Considerou-se nenhuma inércia adicional ao motor, bem como nenhuma carga.

Através deste software, foram colhidos os dados de tensão de alimentação e correntes absorvidas pelo motor durante a sua partida.

Estes dados foram formatados em um arquivo compatível com o sistema de leitura de dados adquiridos, constante do software *aqmotor*.

Através, do software *aqmotor*, cada uma das etapas da estimação do desempenho e dos parâmetros do motor foi realizada e os resultados serão aqui apresentados.

O motor utilizado nas simulações foi um motor de 50 cv – 4 pólos – 220V – 60Hz. Os parâmetros do circuito equivalente introduzidos no software MATLAB®, foram obtidos através do cálculo de motores de indução trifásicos (M2E), disponível na WEG Indústrias – Div. Motores.

4.2. Simulação da Partida no MATLAB®

Para a realização das simulações no software MATLAB®, foi criado um ambiente de simulação no módulo SIMULINK®, apto a realizar a partida do motor e adquirir os dados de tensão de corrente. A figura abaixo mostra a tela desenvolvida neste software.

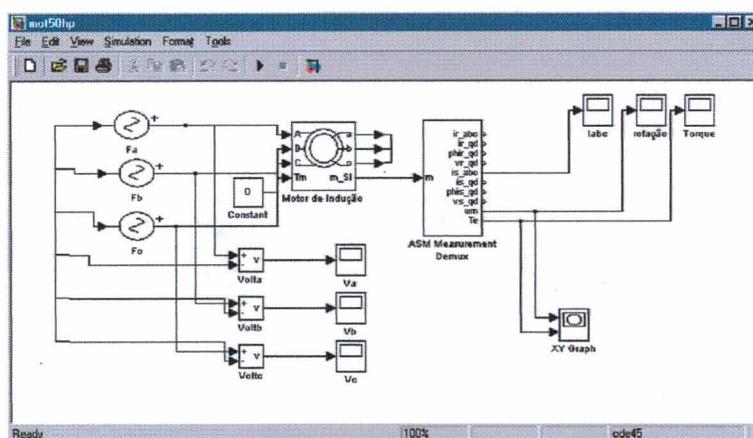


fig. 4.1 – tela do SIMULINK utilizada para simulação da partida

Os parâmetros do circuito equivalente do motor utilizados na simulação são mostrados na tabela abaixo:

Grandeza	Valor
R_s (Ω)	0.0503
R_r (Ω)	0.0365
L_{ls} (henry)	0.0007406
L_{lr} (henry)	0.0012814
L_m (henry)	0.023378
J ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)	0.33

Tabela 4.1 – parâmetros utilizados na simulação com o MATLAB®

4.3. Resultados da Aquisição realizada

Utilizando-se o MATLAB®, simulou-se a partida do motor como descrito no item

4.2. Os resultados da simulação podem ser vistos nas figuras 4.1 e 4.2:

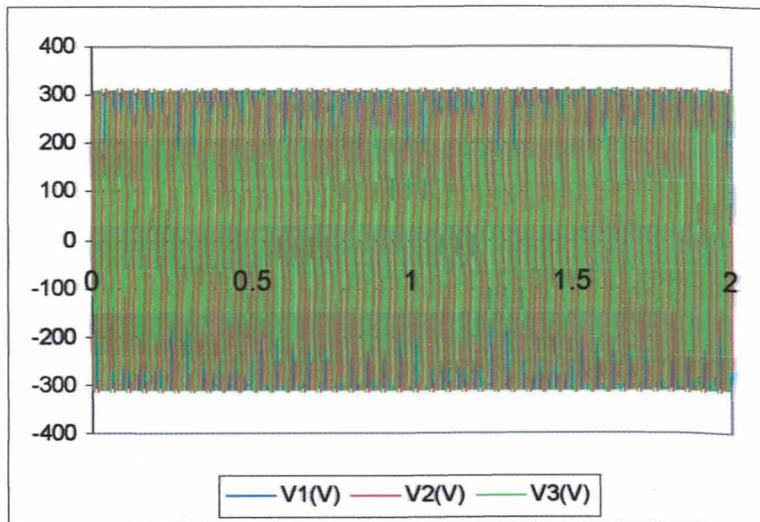


fig. 4.1 – tensões adquiridas na simulação

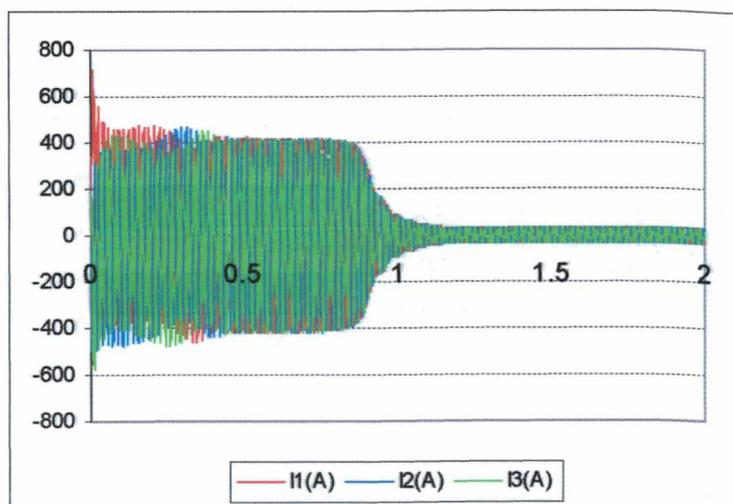


fig. 4.2 – correntes adquiridas na simulação

4.4. Transformação ABC-dq das Grandezas Adquiridas

Utilizando-se o software descrito no item 3.3 foi realizado a transformação ABC-dq para o referencial síncrono.

Os resultados podem ser vistos nas figuras 4.3 e 4.4:

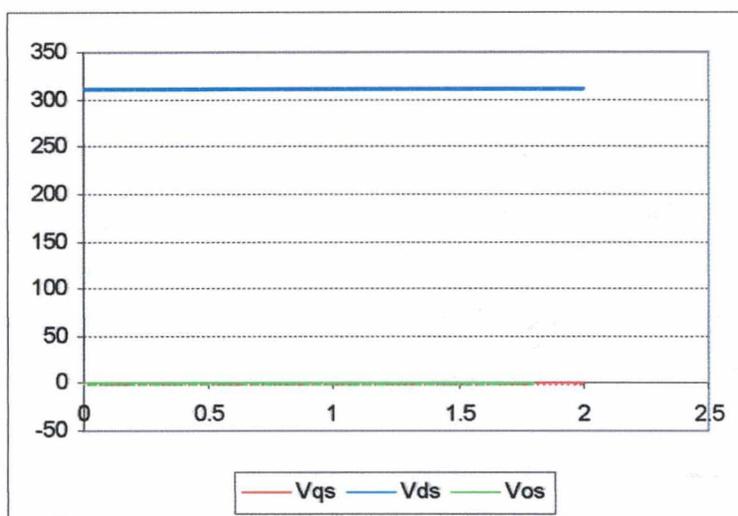


fig. 4.3 – tensões transformadas para o referencial síncrono

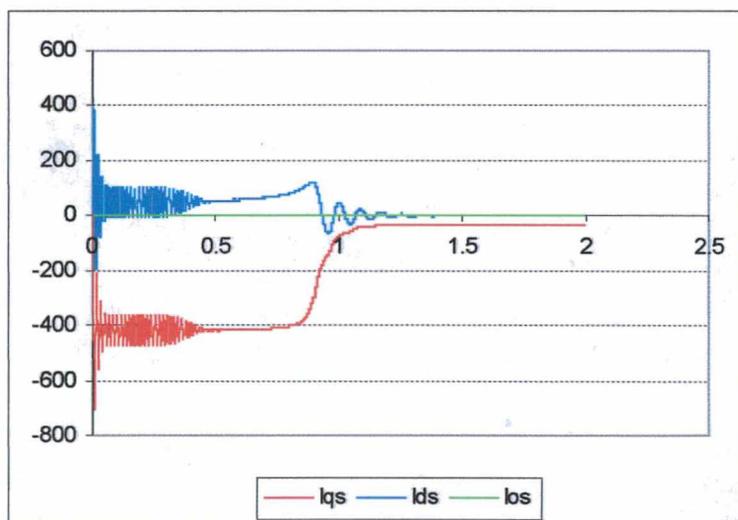


fig. 4.4 – correntes transformadas para o referencial síncrono

4.5. Condições Iniciais

Utilizando-se o software descrito no item 3.4 foram obtidas as condições iniciais para realizar a estimação dos parâmetros do motor em questão.

Inicialmente veremos os resultados do cálculo dos valores eficazes das tensões e correntes, bem como a potência média.

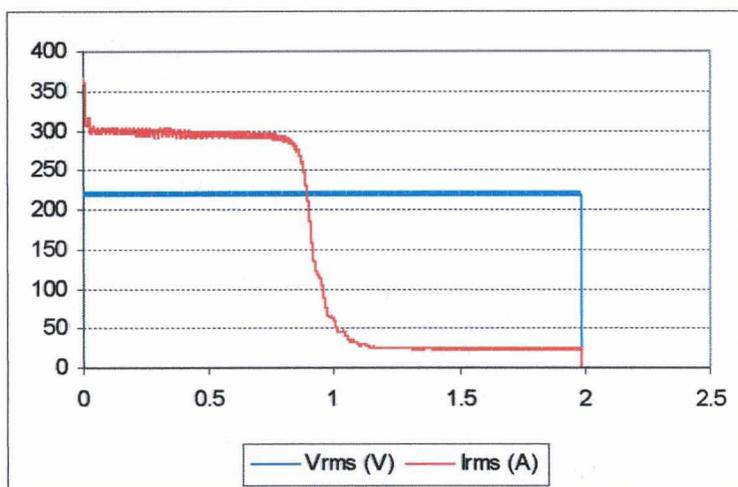


fig. 4.5 – tensão e corrente eficazes durante a partida do motor

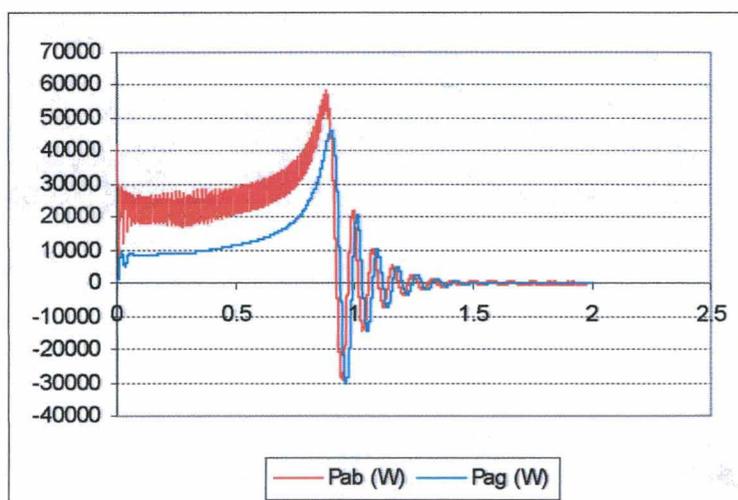


fig. 4.6 – potência absorvida e potência transferida ao entreferro durante a partida do motor

Utilizando-se a potência transferida ao entreferro foi estimada a velocidade do motor durante a sua aceleração, conforme o procedimento descrito no item 3.4.4.

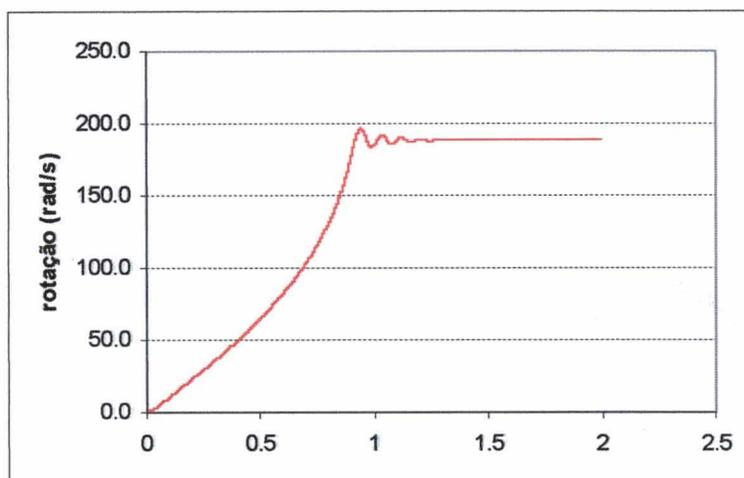


fig. 4.7 – velocidade do motor estimada

Conforme procedimentos descritos nos itens 3.4.1, 3.4.2 e 3.4.3, as condições iniciais para os parâmetros do motor foram estabelecidas. A tabela abaixo mostra os valores obtidos:

Grandeza	Valor
R_s (Ω)	0.0503
R_r (Ω)	0.03357
L_{ls} (henry)	0.000775
L_{lr} (henry)	0.001162
L_m (henry)	0.02411
A_σ (henry ⁻¹)	525.9
A_M (henry ⁻¹)	42.80
r_r (Ω)	0.031512

Tabela 4.2 – condições iniciais para os parâmetros do motor

4.6. Estimação dos Parâmetros do Motor

Utilizando-se o software descrito no item 3.5 foi realizada a estimação dos parâmetros do motor em questão.

Como descrito anteriormente, foi realizada a estimação das seguintes grandezas: resistência do estator, resistência do rotor, susceptância total de dispersão e susceptância principal.

Percebeu-se que a função “gradiente do modelo com relação ao parâmetro estimado”, nem sempre apresenta uma característica linear, sendo assim, para cada uma das grandezas estimadas, foi selecionado o trecho da partida do motor mais adequado para realizar a estimação. Somente durante o intervalo de tempo mostrado a estimação do parâmetro é ativada. Tais intervalos de tempo são mostrados na tabela abaixo:

Grandeza	Tempo inicial (s)	Tempo final (s)
R_s (Ω)	0.605556	0.85284
r_r (Ω)	0.605556	1.1264
A_σ (S)	0.605556	0.85284
A_M (S)	1.28333	1.91753

Tabela 4.3 – intervalo de tempo onde a estimação dos parâmetros é realizada

4.6.1. Estimação da Resistência do Estator

Conforme o procedimento já abordado, inicialmente são calculados os “gradientes do modelo com relação à resistência do estator”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsRs) e ao de quadratura (FqsRs):

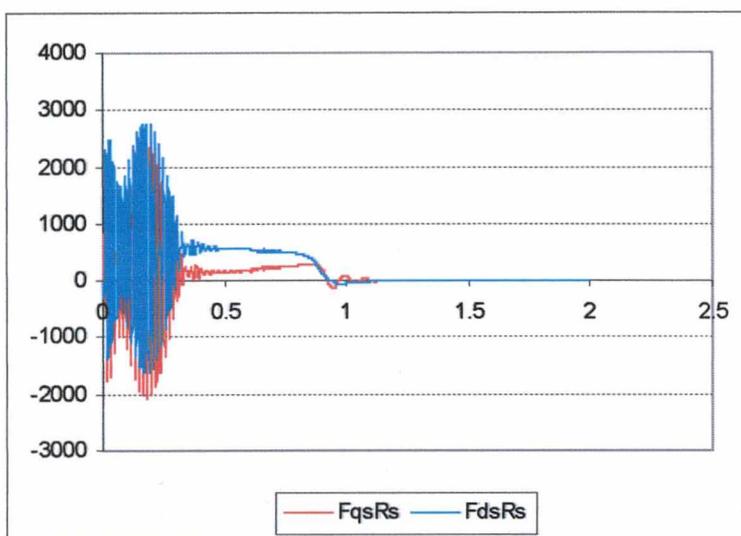


fig. 4.8 – gradiente do modelo com relação à resistência do estator (FqsRs – eixo em quadratura, FdsRs – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimação da resistência do estator durante o intervalo de tempo descrito no item 4.6. A evolução desta estimação é mostrada na fig. 4.9:

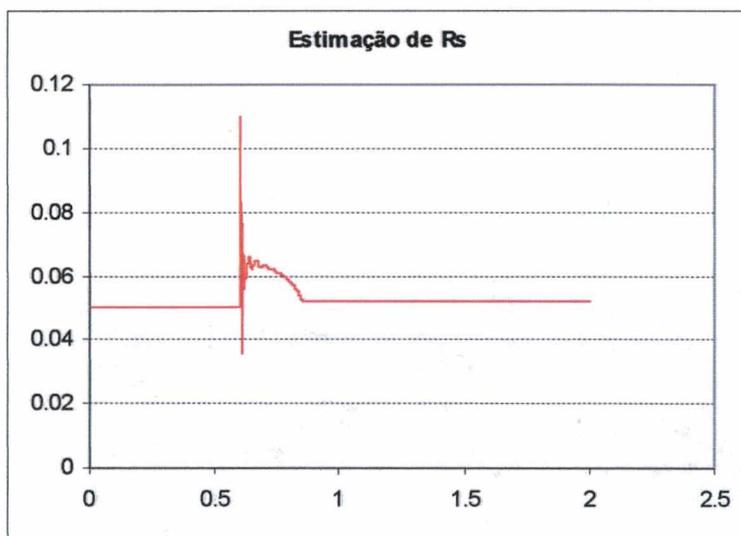


fig. 4.9 – evolução da estimação da resistência do estator

Como resultado da estimação de R_s obteve-se: 0.052524Ω .

4.6.2. Estimação da Resistência do Rotor

Inicialmente são calculados os “gradientes do modelo com relação à resistência do rotor”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsRr) e ao de quadratura (FqsRr):

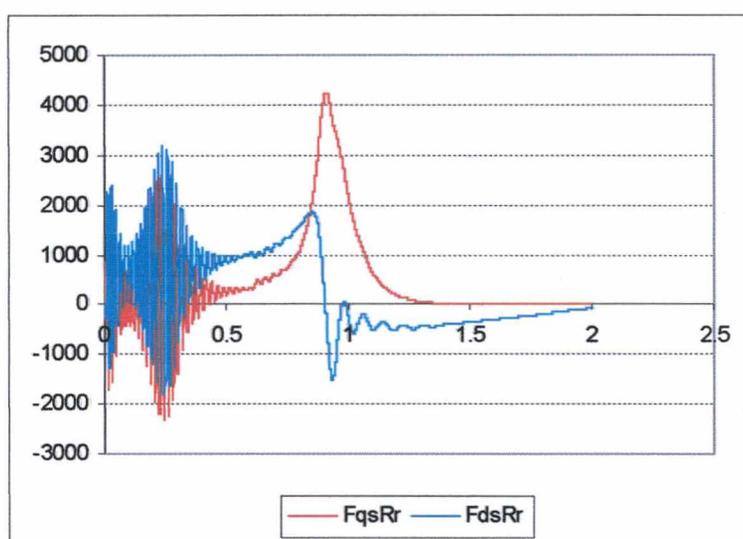


fig. 4.10 – gradientes do modelo com relação à resistência do rotor (FqsRr – eixo em quadratura, FdsRr – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimativa da resistência do rotor durante o intervalo de tempo descrito no item 4.6. A evolução desta estimativa é mostrada na fig. 4.11:

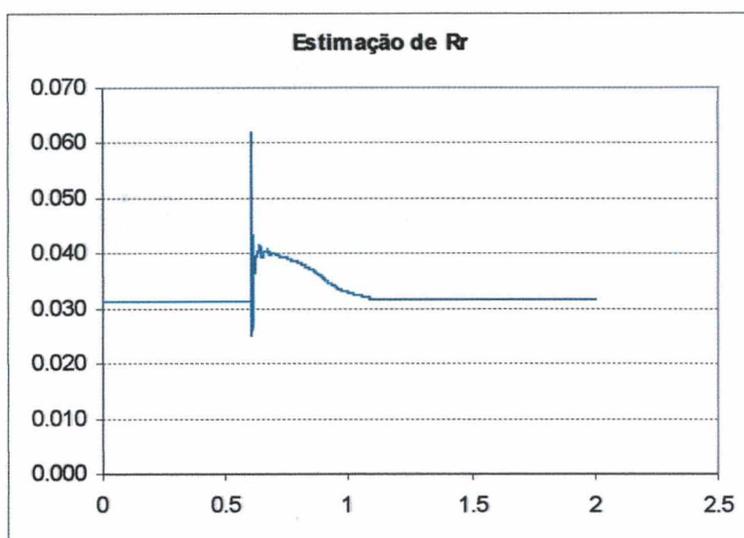


fig. 4.11 – evolução da estimativa da resistência do rotor

Como resultado da estimativa de r_r obteve-se: **0.032186 Ω** .

4.6.3. Estimativa da Susceptância Total de Dispersão

Analogamente, as demais estimativas realizadas são calculados os “gradientes do modelo com relação à susceptância total de dispersão”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsAs) e ao de quadratura (FqsAs):

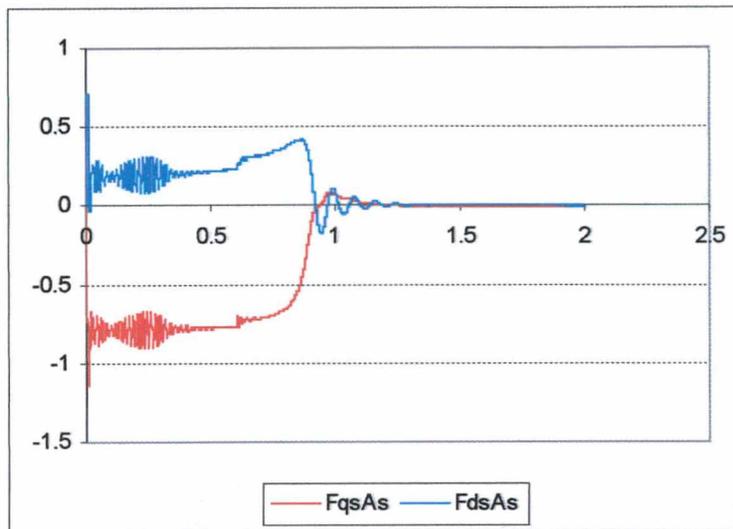


fig. 4.12 – gradientes do modelo com relação à susceptância total de dispersão (FqsAs – eixo em quadratura, FdsAs – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimação da susceptância total de dispersão durante o intervalo de tempo descrito no item 4.6. A evolução desta estimação é mostrada na fig. 4.13:



fig. 4.13 – evolução da estimação da admitância de dispersão

Como resultado da estimação de A_σ obteve-se: **526.46 henry⁻¹**.

4.6.4. Estimação da Susceptância Principal

Analogamente as demais estimações realizadas são calculados os “gradientes do modelo com relação à susceptância principal”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsAm) e ao de quadratura (FqsAm):

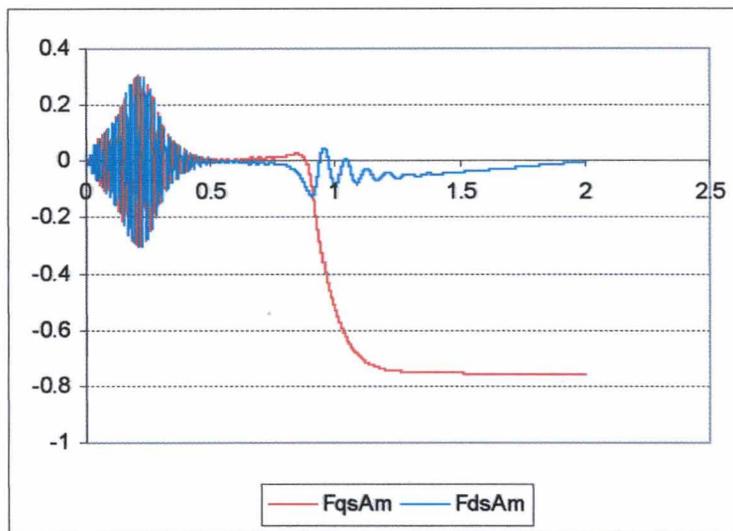


fig. 4.14 – gradientes do modelo com relação à susceptância principal (FqsAm – eixo em quadratura, FdsAm – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimacão da admitância de dispersão durante o intervalo de tempo descrito no item 4.6. A evoluo desta estimacão é mostrada na fig. 4.15:

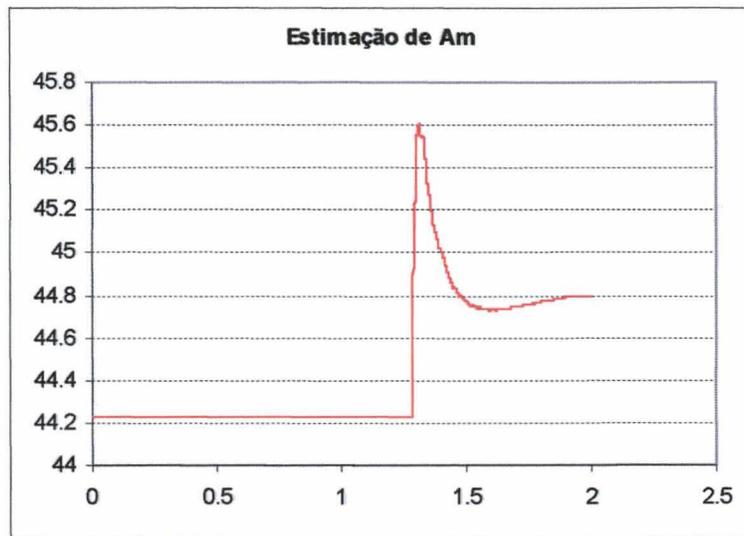


fig. 4.15 – evolução da estimação da admitância de magnetização

Como resultado da estimação de A_M obteve-se: 43.75 henry^{-1} .

4.6.5. Análise dos Resultados

Para facilitar a análise dos resultados obtidos na estimação, mostraremos uma tabela contendo os valores iniciais introduzidos no MATLAB® e os resultados da estimação.

Grandeza	Valor MATLAB	Valor Estimado	Erro (%)
R_s (Ω)	0.0503	0.052524	4.4
R'_r (Ω)	0.0365	-	-
L_{ls} (henry)	0.0007406	-	-
L_{lr} (henry)	0.0012814	-	-
L_m (henry)	0.023378	-	-
A_σ (henry^{-1})	505.86	526.46	4.1
A_M (henry^{-1})	44.54	43.75	-1.7
r_r (Ω)	0.033972	0.032186	-5.2

Tabela 4.4 – resultados da estimação

Como podemos observar na tabela acima os erros entre o valor estimado e o valor real não foram superiores à 5%, o que demonstra uma boa coerência dos resultados.

Cabe, no entanto, salientar os seguintes pontos:

- Existe uma forte dependência do resultado obtido com o intervalo utilizado para a realização da estimação. Dependendo do intervalo utilizado, o erro pode aumentar significativamente, principalmente para a estimação das resistências do estator e rotor. Estas grandezas são, significativamente, menores que as reatâncias de dispersão total e principal, o que faz com que a influência destas grandezas na corrente do motor, parâmetro utilizado para realizar a estimação, seja baixa.;
- A estimação das susceptâncias de dispersão e principal (ou indutâncias) não apresentam uma dependência forte com o intervalo utilizado para a realização da estimação. Percebe-se que, mesmo variando-se o intervalo de estimação o erro é baixo, aproximadamente 5%;
- Apesar da estimação das resistências ser afetada diretamente pelo intervalo de estimação utilizado, o método é válido quando deseja-se avaliar qualitativamente os motores. No nosso caso, deseja-se possuir um método que seja aplicável a avaliação de motores na linha de produção, sendo assim, mesmo que os erros quantitativos sejam grandes, qualitativamente pode-se comparar os motores testados e decidir-se pela aprovação ou não do mesmo.

Observa-se também que, durante o processo de estimação dos parâmetros os gradientes do modelo com relação aos parâmetros estimados sofrem uma pequena influência, isto porquê, o algoritmo de estimação está procurando minimizar o erro na corrente estimada com relação a corrente medida.

A figura abaixo mostra o erro na corrente durante toda a aceleração do motor:

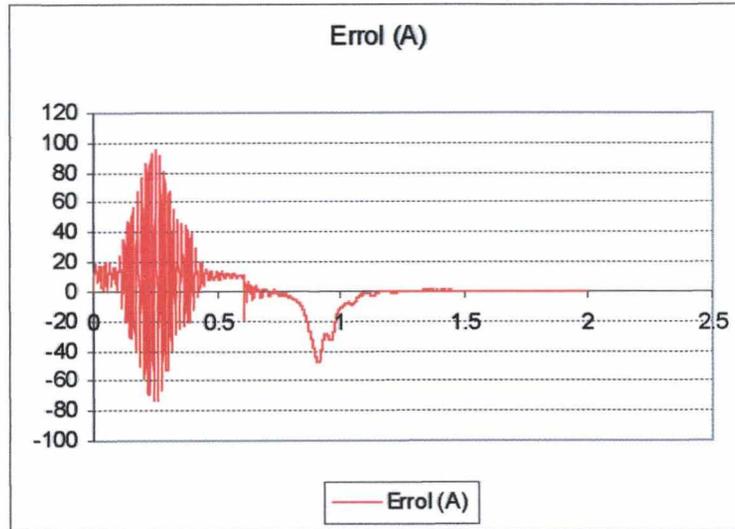


fig. 4.16 – erro entre a corrente estimada e medida durante a partida do motor

Como podemos observar na figura acima, durante o processo de estimação que começa aproximadamente aos 0,6 s, o erro na corrente torna-se, praticamente, nulo. Logo após o erro aumenta significativamente. Isto deve-se ao fato que, devido aos parâmetros calculados possuírem um erro com relação aos parâmetros reais, o tempo de aceleração do modelo diverge do tempo de aceleração real, assim o erro que vemos, na verdade, reflete um erro no tempo de aceleração do motor.

4.6.6. Evolução das Grandezas Elétricas Durante a Estimação

Da mesma maneira que o erro entre a corrente estimada e a corrente real é calculado durante a estimação dos parâmetros, o torque eletromagnético também é calculado.

A figura abaixo mostra o torque eletromagnético real (calculado pelo MATLAB):

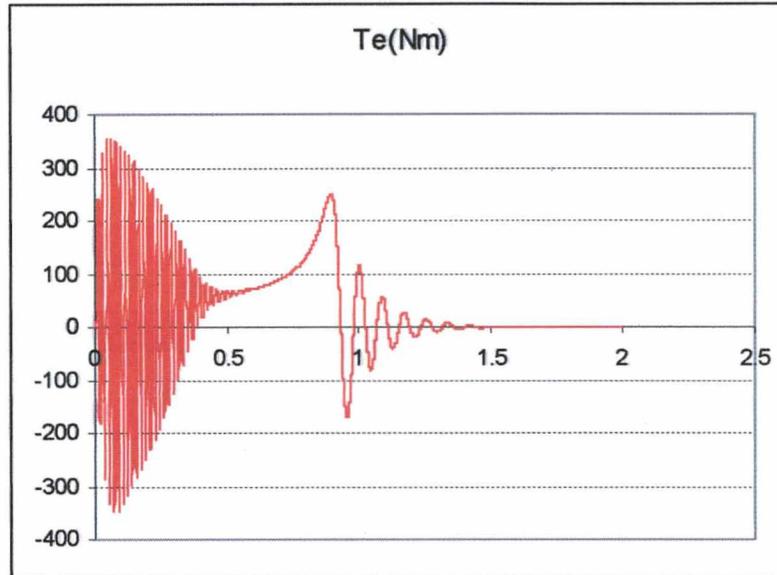


fig. 4.16 – torque eletromagnético real durante a partida do motor

Também podemos mostrar a evolução do torque eletromagnético calculado pelo programa de estimação. Note um pequeno desnível causado pelo início do procedimento de estimação dos parâmetros.

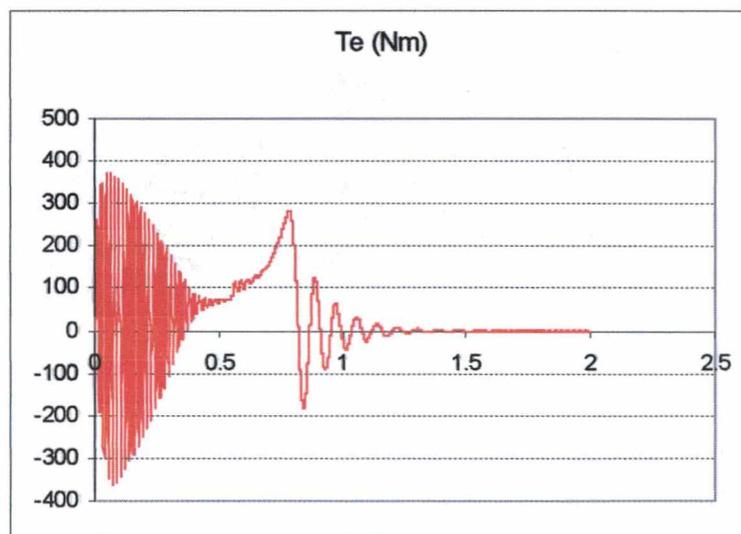


fig. 4.17 – torque eletromagnético estimado durante a partida do motor

Finalizando podemos mostrar a evolução da corrente durante a estimação em coordenadas ABC e no referencial síncrono.

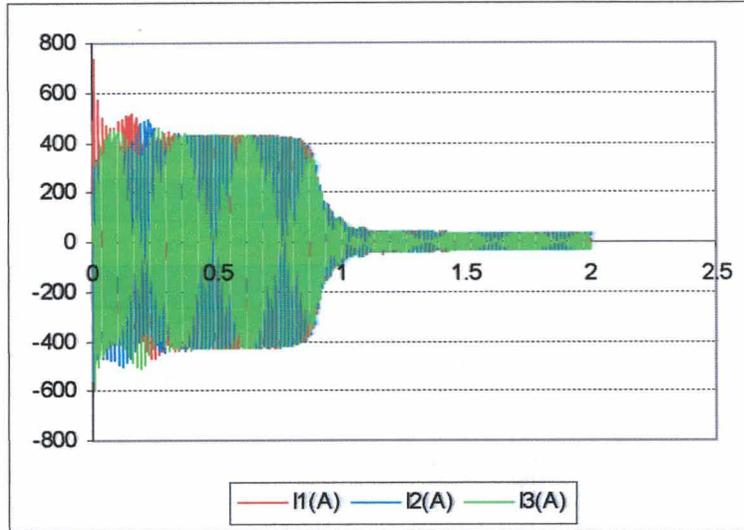


fig. 4.18 – corrente no estator estimada durante a partida do motor

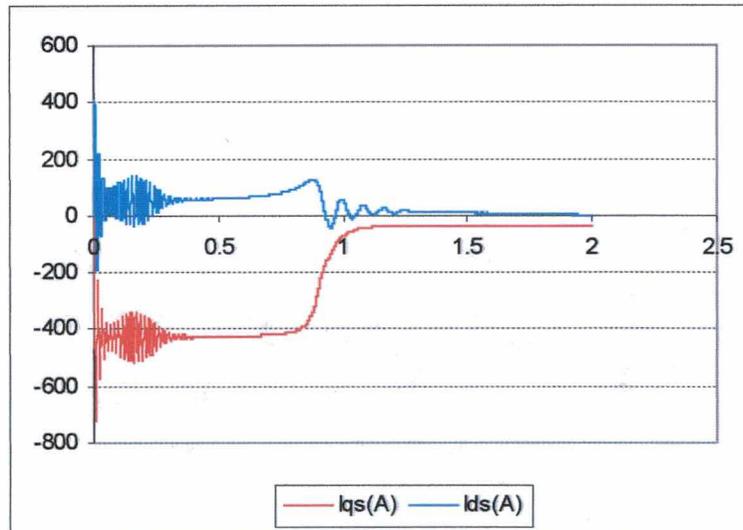


fig. 4.19 – corrente no referencial síncrono estimada durante a partida do motor

4.7. Conclusão

Através das simulações realizadas pôde-se comprovar a eficiência do método para a estimação dos parâmetros do motor de indução trifásico.

Uma boa concordância entre as correntes e torque estimados com relação as correntes e torque obtidos através do MATLAB® foi observada. Verificamos que o erro da corrente estimada com relação a corrente medida foi bastante pequeno, durante a etapa de estimação das grandezas. Nos demais trechos a corrente possui um erro maior, porém isto deve-se ao fato, que os modelos reais e estimados resultam em diferentes tempos de aceleração para o motor simulado.

Verificamos também uma boa confiabilidade do método para a estimação das indutâncias de dispersão total (L_σ) e principal (L_M), no entanto, a estimação das resistências do estator (R_s) e rotor (r_r) sofrem uma grande influência do intervalo de tempo utilizado para a estimação. Para a avaliação de motores em linha de produção, o método pode ser utilizado sem nenhuma restrição, uma vez que o qualitativamente poderemos comparar os diferentes motores produzidos, desde que eletricamente semelhantes, e então, aprová-los ou não.

Cabe salientar que o modelo disponível no software MATLAB® é bastante semelhante ao modelo proposto para o motor neste trabalho, o que implica em uma boa coerência entre os dados disponibilizados pelo software MATLAB® e os dados calculados pelo nosso programa.

Capítulo 5

Resultados das Aquisições Reais Realizadas

5.1. Introdução

Utilizando-se o software descrito no item 3.2, foram colhidos os dados de tensão de alimentação e correntes absorvidas pelo motor durante a sua partida.

Através, do software *aqmotor*, cada uma das etapas da estimação do desempenho e dos parâmetros do motor foi realizada e os resultados serão aqui apresentados.

O motor utilizado nas aquisições foi um motor de 50 cv – 4 pólos – 220V – 60Hz, semelhante ao motor utilizado nas simulações realizadas.

5.1. Resultados da Aquisição realizada

Utilizando-se a bancada desenvolvida e descrita no item 3.2. foi realizada a partida do motor. Os resultados da aquisição realizada podem ser vistos nas figuras 5.1 e 5.2:

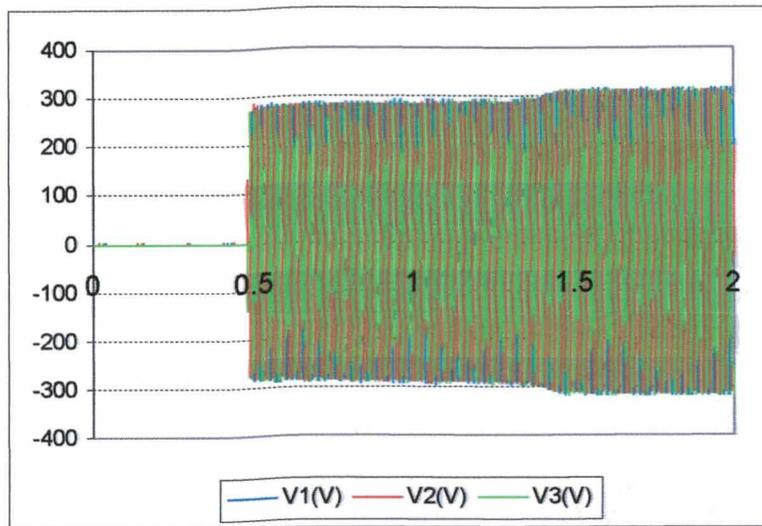


fig. 5.1 – tensões adquiridas na partida

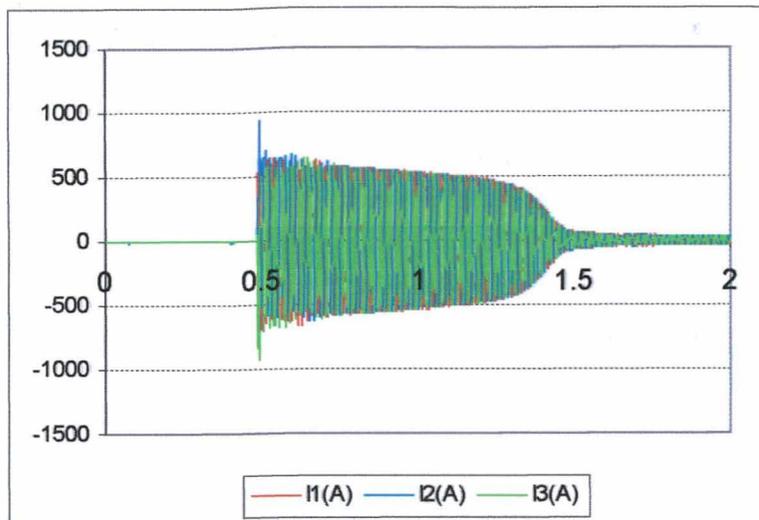


fig. 5.2 – correntes adquiridas na partida

Como pode ser visto na fig. 5.1, durante a partida do motor aparece uma queda de tensão devido à limitação da fonte e cabos de alimentação. Também aparecem pequenos ruídos na medição de corrente, principalmente no trecho referente à operação em vazio.

Sendo assim, utilizamos duas funções incorporadas no software *aqmotor*. Primeiramente os sinais de tensão e correntes foram filtrados, através de uma função

disponível no software e, então, foram realizadas as correções das tensões e correntes medidas para valores correspondentes a tensão nominal.

5.2. Transformação ABC-dq das Grandezas Adquiridas

Utilizando-se o software descrito no item 3.3 foi realizada a transformação ABC-dq para o referencial síncrono. Nesta etapa as tensões e correntes já estão corrigidas para a tensão nominal.

Os resultados podem ser vistos nas figuras 5.3 e 5.4:

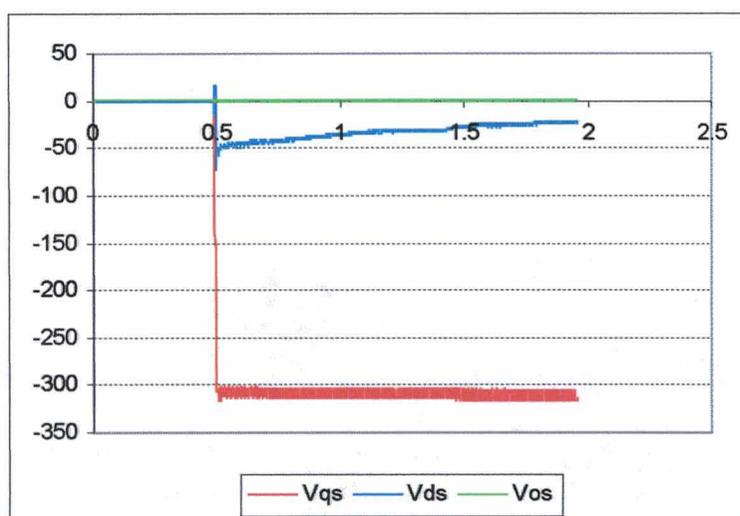


fig. 5.3 – tensões transformadas para o referencial síncrono

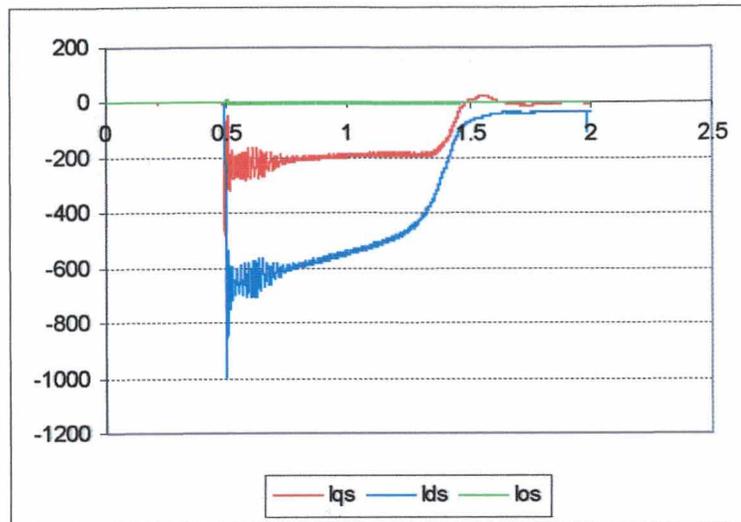


fig. 5.4 – correntes transformadas para o referencial síncrono

5.3. Condições Iniciais

Utilizando-se o software descrito no item 3.4 foram obtidas as condições iniciais para realizar a estimação dos parâmetros do motor em questão.

Inicialmente veremos os resultados do cálculo dos valores eficazes das tensões e correntes, bem como a potência média.

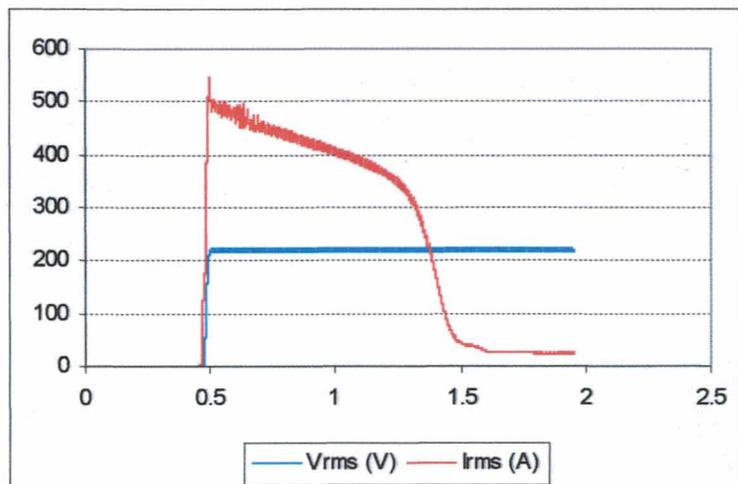


fig. 5.5 – tensão e corrente eficaz durante a partida do motor

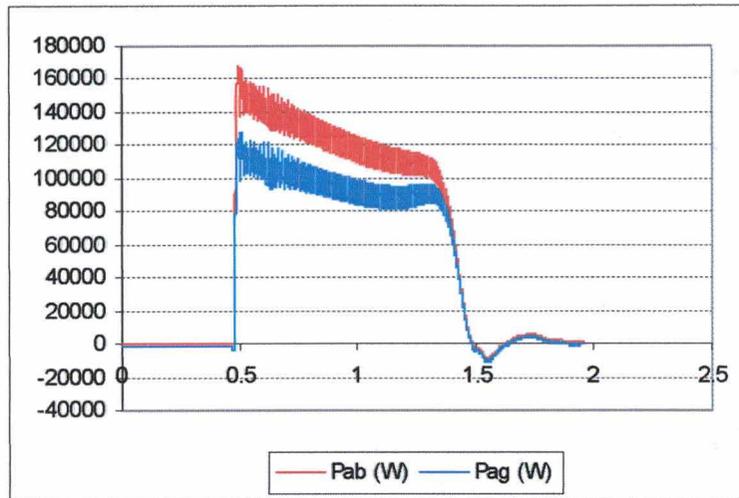


fig. 5.6 – potência absorvida e potência transferida ao entreferro durante a partida do motor

Utilizando-se a potência transferida ao entreferro foi estimada a velocidade do motor durante a sua aceleração, conforme o procedimento descrito no item 3.4.4.:

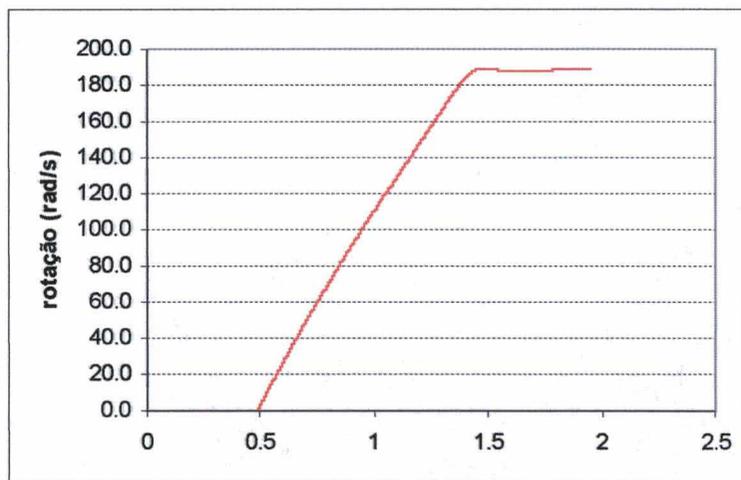


fig. 5.7 – velocidade do motor estimada

Conforme procedimentos descritos nos itens 3.4.1, 3.4.2 e 3.4.3, as condições iniciais para os parâmetros do motor foram estabelecidas. A tabela abaixo mostra os valores obtidos:

Grandeza	Valor
R_s (Ω)	0.0503
R_r (Ω)	0.16074
L_{ls} (henry)	0.00042906
L_{lr} (henry)	0.00064359
L_m (henry)	0.023907
A_σ (henry ⁻¹)	942.36
A_M (henry ⁻¹)	42.58
r_r (Ω)	0.15512

Tabela 5.1 – condições iniciais para os parâmetros do motor

5.4. Estimação dos Parâmetros do Motor

Utilizando-se o software descrito no item 3.5 foi realizada a estimação dos parâmetros do motor em questão.

Como descrito anteriormente, foi realizada a estimação das seguintes grandezas: resistência do estator, resistência do rotor, susceptância total de dispersão e susceptância principal.

Analogamente a simulação realizada e mostrada no capítulo 4, percebeu-se que a função “gradiente do modelo com relação ao parâmetro estimado”, nem sempre apresenta uma característica linear, sendo assim, para cada uma das grandezas estimadas, foi selecionado o trecho da partida do motor mais adequado para realizar a estimação. Somente durante o intervalo de tempo mostrado a estimação do parâmetro é ativada. Tais intervalos de tempo são mostrados na tabela abaixo:

Grandeza	Tempo inicial (s)	Tempo final (s)
R_s (Ω)	0.536318	0.574627
r_r (Ω)	0.536318	0.802786
A_s (S)	0.536318	0.617544
A_M (S)	1.753580	1.954938

Tabela 5.2 – intervalo de tempo onde a estimação dos parâmetros é realizada

5.4.1. Estimação da Resistência do Estator

Conforme o procedimento já abordado, inicialmente são calculados os “gradientes do modelo com relação à resistência do estator”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsRs) e ao de quadratura (FqsRs):

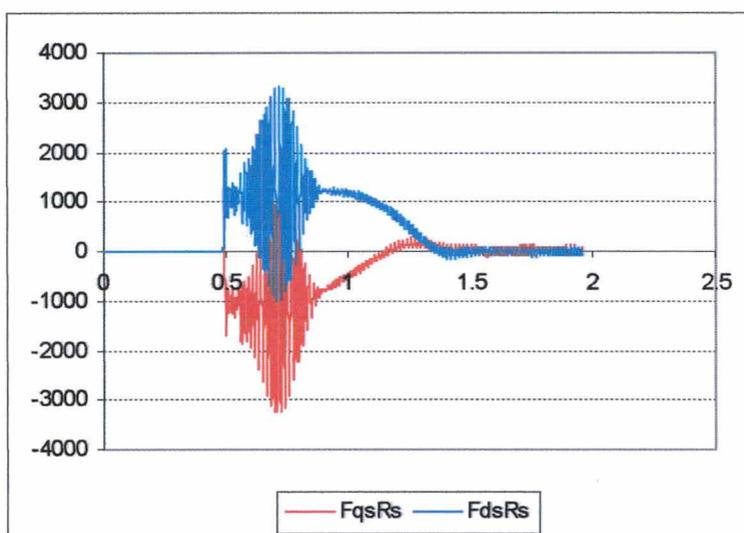


fig. 5.8 – gradientes do modelo com relação à resistência do estator (FqsRs – eixo em quadratura, FdsRs – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimação da resistência do estator durante o intervalo de tempo descrito no item 5.4. A evolução desta estimação é mostrada na fig. 5.9:

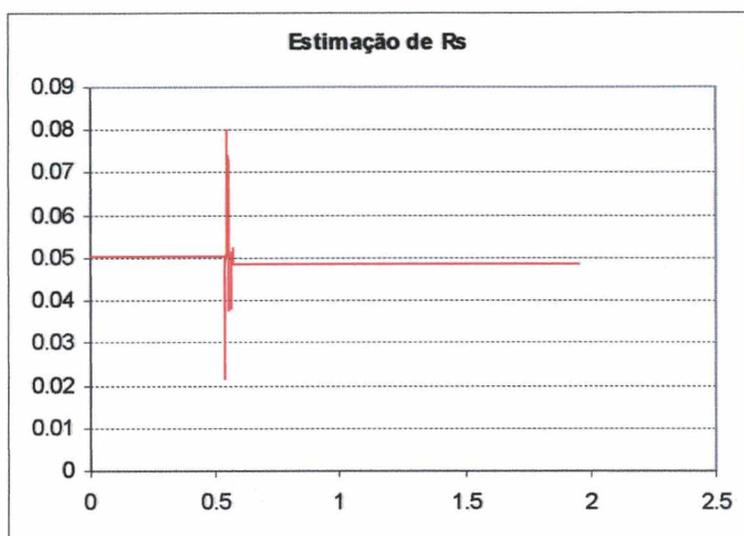


fig. 5.9 – evolução da estimativa da resistência do estator

Como resultado da estimativa de R_s obteve-se: **0.048476 Ω** .

5.4.2. Estimativa da Resistência do Rotor

Inicialmente são calculados os “gradientes do modelo com relação à resistência do rotor”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (F_{dsRr}) e ao de quadratura (F_{qsRr}):

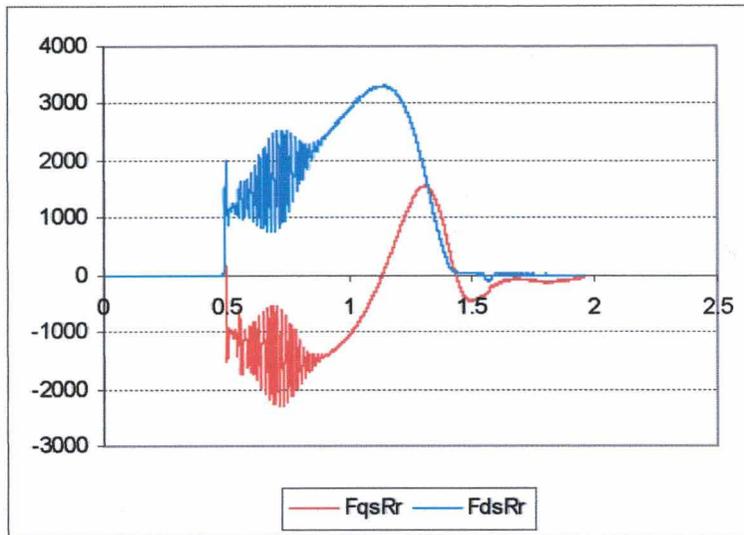


fig. 5.10 – gradientes do modelo com relação à resistência do rotor (FqsRr – eixo em quadratura, FdsRr – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimação da resistência do rotor durante o intervalo de tempo descrito no item 5.4. A evolução desta estimação é mostrada na fig. 5.11:

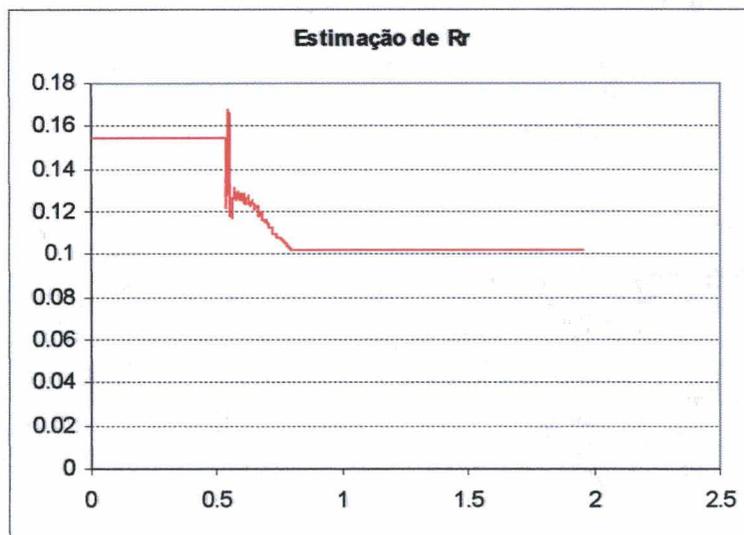


fig. 5.11 – evolução da estimação da resistência do rotor

Como resultado da estimação de R_r , obteve-se: **0.101724 Ω** .

5.4.3. Estimação da Susceptância Total de Dispersão

Analogamente, as demais estimações realizadas são calculados os “gradientes do modelo com relação à susceptância total de dispersão”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsAs) e ao de quadratura (FqsAs):

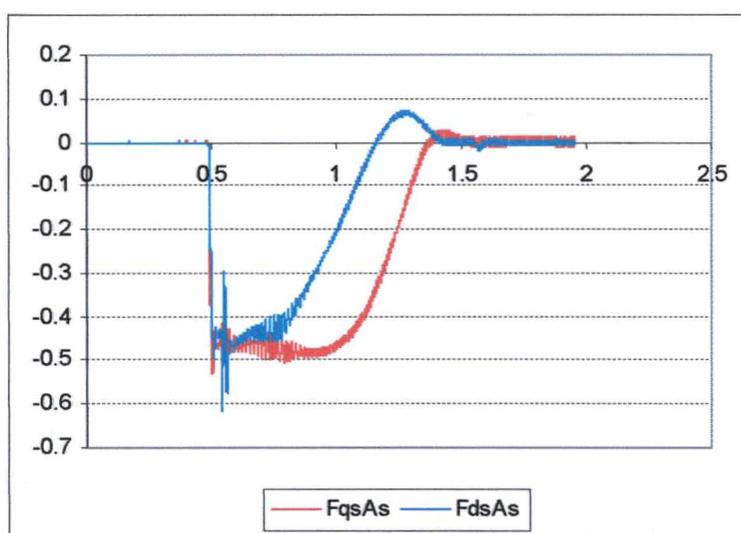


fig. 5.12 – gradientes do modelo com relação à susceptância total de dispersão (FqsAs – eixo em quadratura, FdsAs – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, foi realizada a estimativa da susceptância total de dispersão durante o intervalo de tempo descrito no item 5.4. A evolução desta estimativa é mostrada na fig. 5.13:

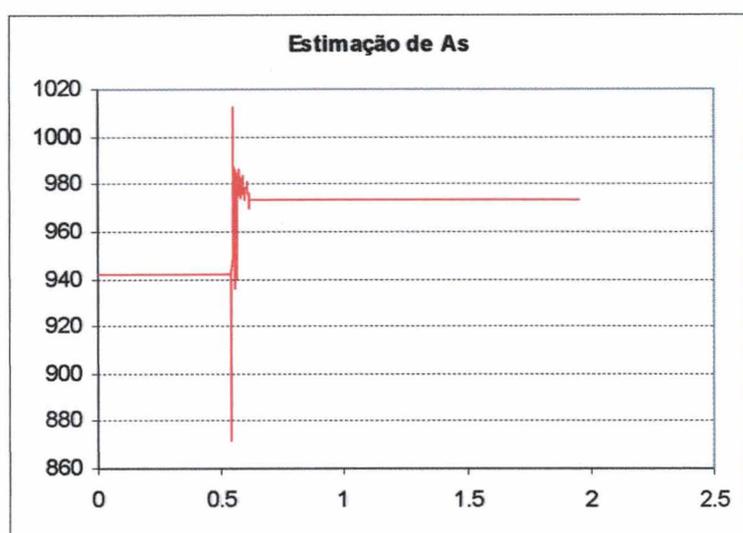


fig. 5.13 – evolução da estimativa da susceptância total de dispersão

Como resultado da estimativa de A_s , obteve-se: **973.49 henry⁻¹**.

5.4.4. Estimativa da Susceptância Principal

Analogamente, as demais estimativas realizadas são calculados os “gradientes do modelo com relação à admitância principal”. A figura abaixo mostra o resultado desta função com relação ao eixo direto (FdsAm) e ao de quadratura (FqsAm):

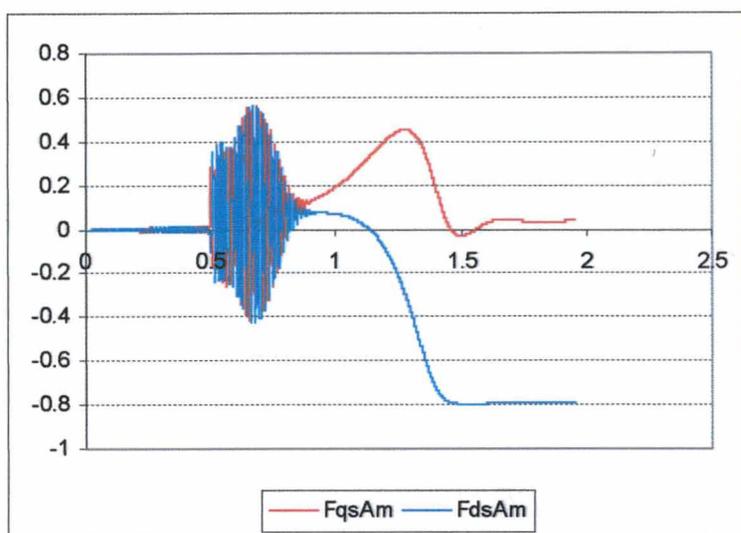


fig. 5.14 – sensibilidade do estado com relação à susceptância de magnetização (FqsAm – eixo em quadratura, FdsAm – eixo direto)

Utilizando-se o algoritmo de Gauss-Newton, procurou-se realizar estimação da susceptância principal durante o intervalo de tempo descrito no item 5.4 e em outros intervalos de tempo, no entanto, para todos os intervalos de tempo pesquisados a estimação divergiu. Por esse motivo, a susceptância principal não foi estimada e durante a evolução das estimações o seu valor foi mantido constante, como é mostrada na fig. 5.15:

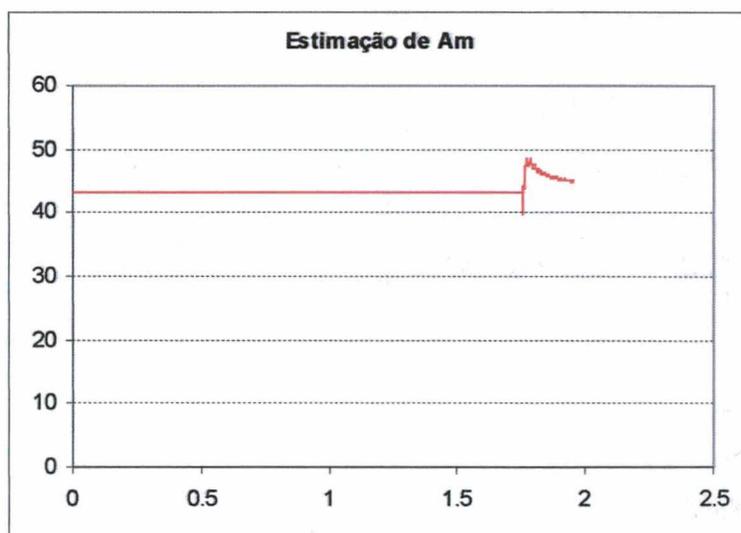


fig. 5.15 – evolução da estimação da susceptância de magnetização

Como resultado da estimação de A_M obteve-se: 45.15 henry^{-1} .

5.4.5. Análise dos Resultados

O motor testado apresenta algumas características importantes, e em função disto o modelo utilizado torna-se bastante divergente do caso real. Podemos citar, o efeito pelicular na gaiola do rotor, aliado ao fato de que o rotor do motor testado é do tipo “dupla gaiola de esquilo” que faz com que a resistência rotórica seja muito maior em baixas velocidades do que na velocidade nominal do motor.

Observando a fig. 5.5 e 5.6, que mostram respectivamente, a corrente e potência durante a aceleração, vemos que o perfil destas grandezas é bastante diferente das mesmas características simuladas no capítulo 4 e mostradas nas fig. 4.5 e 4.6. Isto porquê o modelo utilizado neste trabalho pressupõe que os parâmetros do motor de indução são constantes e independentes da velocidade do rotor, enquanto que para o caso real, os parâmetros variam com a velocidade.

Assim sendo, para podermos validar os resultados da estimação dos parâmetros realizada foi utilizado o software para cálculo de motores de indução trifásicos (M2E), disponível na WEG Indústrias – Div. Motores, e simulado o motor testado na condição de 390 rpm, condição esta, equivalente ao instante de tempo em que o processo de estimação dos parâmetros foi realizado.

A tabela abaixo mostra uma comparativa entre os resultados obtidos através do programa de cálculo M2E e os resultados obtidos com a estimação dos parâmetros.

Grandeza	Valor Simulado para 1770 rpm ¹ (M2E – WEG)	Valor Simulado para 390 rpm (M2E – WEG)	Valor Estimado	Erro (%)
R_s (Ω)	0.0503	0.0486	0.048476	-0.25
R'_r (Ω)	0.0365	0.1062	-	-
L_{ls} (henry)	0.0007406	0.00055545	-	-
L_{lr} (henry)	0.0012814	0.00063715	-	-
L_m (henry)	0.023378	0.027183	-	-
A_σ (henry ⁻¹)	505.86	845.52	973.49	15.1
A_M (henry ⁻¹)	44.54	37.18	45.15	21.4
r_r (Ω)	0.033972	0.102957	0.101724	-1.2

Tabela 5.3 – resultados da estimação

Quanto aos resultados obtidos entre o valor estimado e o valor simulado pelo programa de cálculo M2E, cabe salientar os seguintes pontos:

- Na simulação realizado no capítulo 4 foram mostradas as funções dos gradientes do modelo com relação aos parâmetros estimados. Estas funções sempre apresentavam um comportamento, aproximadamente, linear para um determinado intervalo de tempo. Já no caso dos testes realizados no motor real, percebe-se que o gradiente do modelo com relação à resistência do estator, em toda o intervalo de tempo da aceleração apresenta uma baixa linearidade. Com isto, a estimação da resistência do estator pode ser altamente afetada pelo intervalo de tempo utilizado. As demais grandezas apresentaram em um determinado intervalo de tempo uma boa linearidade;
- Analogamente aos resultados já apresentados no capítulo 4, existe uma forte dependência do resultado obtido com o intervalo utilizado para a realização da

¹ Valores informados somente para comparação com os valores simulados em 390rpm. Percebe-se, nitidamente, a variação dos parâmetros com a velocidade.

estimação. Dependendo do intervalo utilizado, o erro pode aumentar significativamente, principalmente para a estimação da resistência do estator. Já para o caso real, a influência do intervalo de tempo escolhido para a estimação sobre a resistência do rotor foi menor. Um motivo provável é o fato que esta resistência é da mesma ordem de grandeza das reatâncias de dispersão total e principal.

- No capítulo 4 havíamos visto que o método é válido para o modelo simulado. De posse dos resultados obtidos para o motor real podemos dizer que o método também é válido para o caso real, apesar da estimação dos parâmetros ser afetada pelo intervalo de estimação utilizado. Como já foi discutido, deseja-se possuir um método que seja aplicável a avaliação de motores na linha de produção, sendo assim, mesmo que os erros quantitativos sejam grandes, qualitativamente pode-se comparar os motores testados e decidir-se pela aprovação ou não do mesmo.

Observa-se também que o programa de estimação dos parâmetros tenta minimizar o erro no intervalo de tempo em que está ativo.

A figura abaixo mostra o erro na corrente durante toda a aceleração do motor:

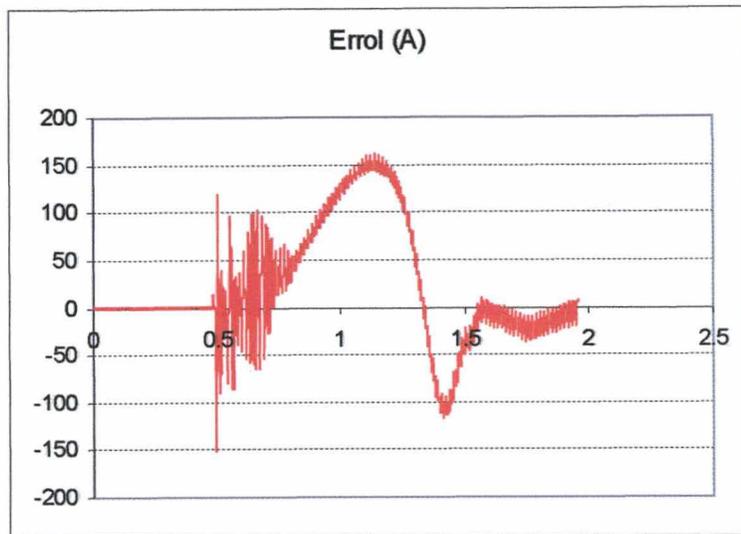


fig. 5.16 – erro entre a corrente estimada e medida durante a partida do motor

Como podemos observar na figura acima, durante o processo de estimação que começa aproximadamente aos 0.53 s e vai até os 0.6s, o erro na corrente permanece em torno do zero. Logo após o erro aumenta significativamente.

Como podia-se imaginar, o modelo proposto têm uma grande limitação pois, no caso de motores reais existem fenômenos como o efeito pelicular no rotor, ou a existência de dupla gaiola, que faz com que tenhamos, na verdade, uma variação dos parâmetros em função da velocidade.

5.4.6. Evolução das Grandezas Elétricas Durante a Estimação

A figura abaixo mostra o torque eletromagnético que foi calculado pelo programa de estimação. Obtendo-se um valor médio para o torque calculado no trecho inicial (entre 0.49s e 0.69s) do gráfico abaixo temos, aproximadamente, o torque de partida, que foi de 479.09 Nm. Este mesmo motor foi ensaiado no laboratório elétrico da WEG e o torque de

partida medido foi de 486 Nm, ou seja, um erro de 1.4%. Este resultado é bastante expressivo, e mostra que o modelo estimado está bastante adequado para o trecho inicial de aceleração do motor. Com isso, uma outra grande vantagem aparece com este trabalho: a estimação do torque de partida sem que nenhum instrumento de medição seja utilizado.

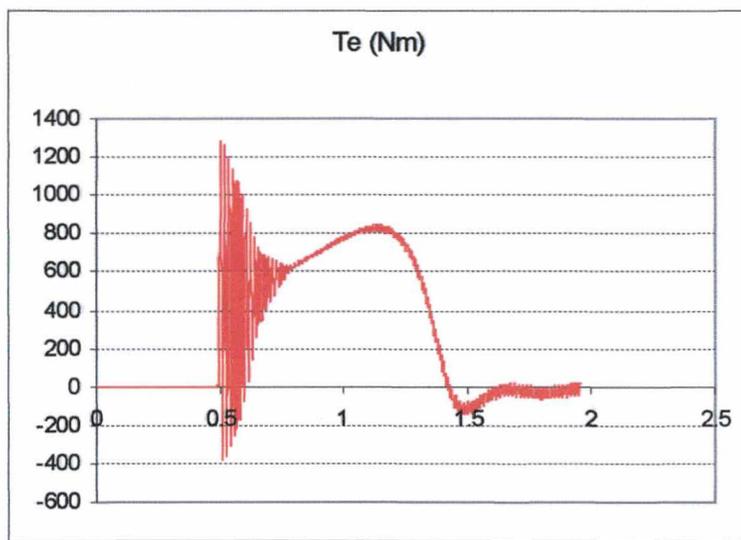


fig. 5.17 – torque eletromagnético estimado durante a partida do motor

Finalizando podemos mostrar a evolução da corrente durante a estimação em coordenadas ABC e no referencial síncrono.

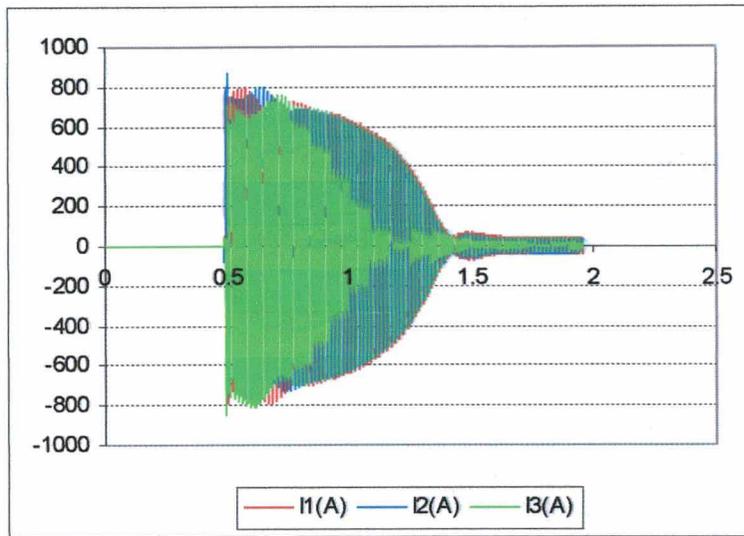


fig. 5.18 – corrente no estator estimada durante a partida do motor

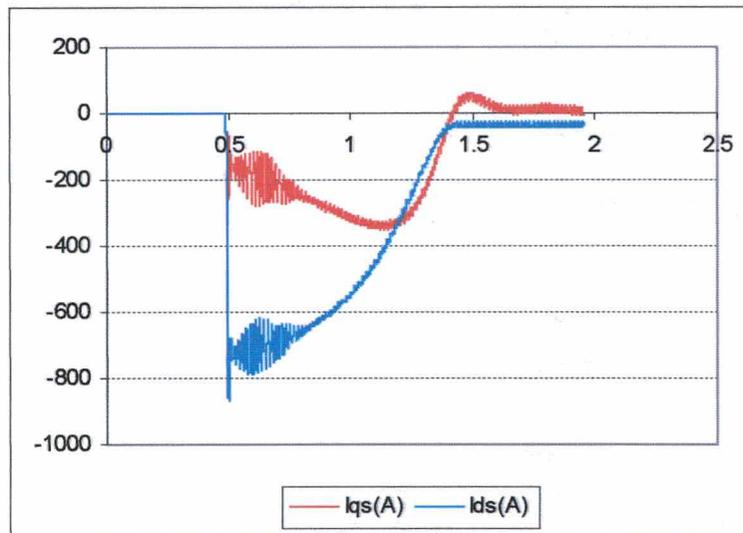


fig. 5.19 – corrente no referencial síncrono estimada durante a partida do motor

Novamente percebemos uma boa coerência dos resultados calculados com os resultados reais para o trecho inicial de partida.

A corrente de partida segundo os testes realizados no laboratório da WEG foi de 475A, e utilizando-se a figura 5.18 podemos calcular uma corrente eficaz para o trecho

inicial (0.49s a 0.69s), a qual podemos considerar como corrente de partida de 521 A, ou seja, um erro de 9.7%. Como a bancada utilizada não foi calibrada com padrões rastreáveis como a instrumentação do laboratório, considera-se o resultado bastante razoável. Cabe lembrar, que no processo de obtenção das condições iniciais dos parâmetros, a corrente de partida medida foi de 483.4 A, ou seja, um erro de 0.9% apenas foi encontrado.

Caso deseje-se utilizar a corrente de partida como um parâmetro para a avaliação dos motores em linha de produção, pode-se utilizar tanto a corrente obtida através do processo de geração das condições iniciais como a corrente estimada pelo modelo proposto.

5.5. Conclusão

Através dos testes realizados percebemos que as etapas que antecedem o processo de estimação dos parâmetros são bastante importantes na avaliação do motor, e podem ser utilizadas para a avaliação dos motores em linha de produção.

A etapa de avaliação das condições iniciais nos fornecem a corrente e potência absorvida na partida, e a corrente e potência absorvida em vazio. Além disso, a estimação da potência em função da velocidade e própria velocidade, nos dão importantes informações sobre o motor e que podem ser utilizadas na avaliação do mesmo.

Durante o processo de estimação tivemos que escolher um trecho da aceleração mais próximo a condição de partida. Com isto, o resultado obtido na estimação dos parâmetros é válido para o trecho inicial de aceleração, o que foi comprovado através da comparação com os resultados simulados pelo programa de cálculo de motores trifásicos

(M2E). Isto é perfeitamente compreensível, pelo fato de que em motores reais, alguns fenômenos como a variação da resistência rotórica devido ao efeito pelicular ou devido à construção do rotor, no caso de rotores de dupla gaiola, podem afetar diretamente as correntes medidas durante a partida e com isso, a validade do modelo utilizado.

Apesar de algumas grandezas apresentarem um erro elevado com relação aos valores supostos reais, o método pode ser utilizado sem nenhuma restrição para a avaliação qualitativa de motores em linha de produção. No caso da avaliação dos motores em produção, o critério de rejeição é a comparação dos valores medidos entre os diversos motores e, através da especificação do valor nominal e uma tolerância é dada a disposição sobre o motor testado.

Outras grandes vantagens aparecem com o método proposto. Uma delas é o próprio sistema de medição desenvolvido, o qual apresentou um custo de, aproximadamente, 15 vezes menor que um “analisador de potência”, instrumento utilizado para medições em motores trifásicos. Outra grande vantagem, é a estimação do torque, mais especificamente, do torque de partida. Com o método proposto pode-se disponibilizar, para a totalidade dos motores produzidos, o chamado “Teste de Rotina”, onde se exige as medições com rotor bloqueado e vazio.

Conclusão Geral

Este trabalho apresentou uma metodologia de estimação de características de desempenho e dos parâmetros do motor de indução trifásico.

Foi discutido o modelo do motor de indução trifásico, e através de algumas hipóteses simplificadoras um novo modelo foi apresentado. Este novo modelo é bastante interessante, do ponto de vista de estimação, pois apresenta uma variável a menos para ser estimada.

O método de estimação dos parâmetros apresentado no capítulo 3 apresenta como principal vantagem o fato de utilizar somente as correntes e tensões do motor durante a sua partida para realizar a estimação dos parâmetros. Isto é imprescindível para a implantação do método nos testes finais de motores de indução em linhas de produção industrial.

Tão importante quanto o método apresentado, as diversas etapas que compõem o método nos trazem informações preciosas para o atendimento do objetivo final do trabalho. Na fase de obtenção das condições iniciais para a estimação dos parâmetros, são obtidas a corrente e potência absorvidas na partida, a corrente e potência absorvidas em vazio, a velocidade do motor em função do tempo, a potência absorvida do motor em função do tempo e a potência do entreferro em função do tempo.

Com todas estas informações disponíveis é possível aumentar-se enormemente a avaliação feita nos motores produzidos em uma fábrica, durante o teste final destes, e com isso, aumentar a qualidade do produto fornecido.

Vimos nas simulações realizadas que o modelo é válido. O erro na corrente foi minimizado, não em toda a totalidade da aceleração do motor. Isto porque, qualquer

pequena distorção entre o valor do parâmetro real e o estimado implica em um erro no tempo de aceleração, conseqüentemente na corrente.

Para o caso dos testes realizados no motor real, vimos que o modelo tem a sua validade limitada, principalmente devido ao fato que as características reais dos motores influenciam diretamente os parâmetros do modelo do motor de indução, fazendo com que estes variem durante a aceleração do mesmo. No entanto, o resultado obtido para o trecho inicial apresentou uma boa coerência com os dados reais do motor. Qualitativamente, todos os dados estimados podem ser utilizados para a avaliação do motor em linha de produção. Nesta aplicação para o método, pode-se criar um histórico para as grandezas avaliadas e, com base nas informações dos últimos motores testados, a avaliação do motor sob teste pode ser feita.

Como atualmente somente é avaliada a corrente em vazio na linha de produção, o que nos dá um indicativo da qualidade do estator do motor de indução, o fato de estarmos avaliando outras grandezas, como a resistência rotórica, pode nos dar uma boa estimativa da qualidade do rotor do motor em fabricação. Estes novos parâmetros contribuem, significativamente, para a avaliação da qualidade do motor fabricado.

A grande limitação do modelo é pressupor que os parâmetros não variam com a velocidade, como já foi discutido anteriormente. No entanto, sua aplicação seria de grande validade na estimação de parâmetros em motores em funcionamento sob uma dada condição de carga. Esta estimação poderia ser feita *on-line* e com isso, teríamos um monitoramento em tempo real dos parâmetros do motor. Este monitoramento poderia ser utilizado como uma ferramenta de manutenção preditiva[9].

Outras grandes vantagens aparecem com o método proposto. Uma delas é o próprio sistema de medição desenvolvido, o qual apresentou um custo de, aproximadamente, 15

vezes menor que um “analisador de potência”, instrumento utilizado para medições em motores trifásicos. Outra grande vantagem, é a estimação do torque, mais especificamente, do torque de partida. Com o método proposto pode-se disponibilizar, para a totalidade dos motores produzidos, o chamado “Teste de Rotina”, onde se exige as medições com rotor bloqueado (corrente, potência absorvida e torque de partida) e vazio (corrente e potência absorvida na partida).

Outras possibilidades de avaliação do motor podem ser incorporadas futuramente. Como exemplo, podemos citar os métodos de avaliação das correntes de alimentação com o objetivo de verificar-se a qualidade das barras do rotor [2]. Uma vez que dispomos das correntes durante a partida, esta função poderia ser incorporada.

Diversos outros autores propõem o uso de sinais específicos para realizar a estimação dos parâmetros[15, 17]. Uma evolução do trabalho seria a implementação de uma destas técnicas para realizar a estimação. O grande inconveniente está no fato que a fonte de alimentação deve ser totalmente reprojetaada, o que pode ser conseguido através da manipulação do circuito de controle dos inversores trifásicos.

Referências Bibliográficas

- [1] H. Tabatabaei-Yazdi, C. Grantham, "A DSP based scheme for the on-line monitoring of performance and parameter determination of three phase induction motors", 7th International Conference on Electrical Machines and Drives; pág. 166; 1995.

- [2] J.Penman, A. Stavrou; "The effects of broken rotor bars on the transient run up of induction machines"; 7th International Conference on Electrical Machines and Drives; pág. 47; 1995.

- [3] S. Moreau, J.P. Gaubert, P. Coirault, G. Champenois; "Parameter Estimation of an induction machine"; ELECTRIMACS'96; pág. 947; 1996.

- [4] G. Dehay, L.Loron; "Recursive Least Squares Implementation for induction motor parameter estimation"; ELECTRIMACS'96; pág. 953; 1996.

- [5] M. Eigenmann, C. N. Moser, A. Schwery, M. Tu Xuan; "A new parameter identification method for induction machines"; ICEM'98; pág. 2077, 1998.

- [6] A. Bueno, J.A. Restrepo, J.M. Aller, V. Guzmán, María I. Giménez; "On line parameter methods for induction motors in vector control application", ICEM'98; pág. 1614; 1998.

-
- [7] R. Bargalló, J. Llaverias, E. Martín; "Contribution to parameter validation of induction motor with saturation, transient behavior and PWM supply"; ICEM'98; pág. 1533, 1998.
- [8] R.J. Gorter, "Grey-box Identification of Induction Machines", PhD Thesis, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, 1997.
- [9] G.B. Kliman, W.J. Premerlani, B. Yazici, R.A. Koegl; "Recent development in on-line motor diagnostics"; ICEM'98; pág. 471; 1998.
- [10] Y.M. Li, M. Gautier, C. Bergmann, B. Feuvrie; "Identification of Electrical Machine Parameters "; Electrimacs'96; pág. 923; 1996.
- [11] S.L. Ho, H.C. Wong; "Simulation of the Starting Performance of Induction Motors on Personal Computers "; IEMDC'99 - IEEE Electric Machines and Drives Conference; pág. 628; 1999.
- [12] C. Wang, L. Xu; "A Novel Method Measuring Induction Machine Parameters Based on Digital Signal Processing"; IEMDC'99 - IEEE Electric Machines and Drives Conference; pág. 363; 1999.
- [13] M. Aït-Ahmed, S. Puren, N.T. Maamar; "Parameters identification of an Induction Machine Using an Automatic Approach: Simulation and Experiments"; Electrimac'99; vol. III; pág. 111; 1999.

- [14] N. Galan, G. Ciumbulea, S. Deleanu; “Ratings and Parameters of Induction Motor Equivalent Schemes”; ICEM’98; pág. 239; 1998.

- [15] A. Prado Jr., J. A. Heerdt; “Modelamento Discreto para Identificação off-line de Motores de Indução com Acionamento PWM”; Revista IST; pág. 16; 2000.

- [16] Krause, P.C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D.; “Analysis of Electric Machinery”; McGraw-Hill; 1994.

- [17] Jacobina, C.B., Chaves, F.E., Lima, A.M.N.; “Estimating the Parameters of Induction Machines at Standstill”; IEMDC’99 - IEEE Electric Machines and Drives Conference, pág. 380; 1999.

- [18] Chapman, S.J.; “Electric Machinery Fundamentals”; McGraw-Hill; 1993.

- [19] Aström, K.J., Wittenmark, B.; “Computer-Controlled Systems”; Prentice-Hall International; 1998.

Apêndice A

Teoria de Eixos de Referência

A.1. Introdução

Como é do nosso conhecimento as equações circuitais que descrevem o comportamento dos motores de indução possuem indutâncias que são funções da velocidade do rotor, bem como coeficientes de equações diferenciais do motor que variam no tempo.

O objetivo da transformação de variáveis é diminuir a complexidade das equações diferenciais. Isto é obtido através da mudança de variáveis para um eixo de referência que gira em uma velocidade angular arbitrária qualquer.

R. H. Park, em 1920, foi o primeiro cientista a fazer uso da transformação de variáveis para uso em máquinas elétricas girantes. Ele formulou uma transformação de variáveis que substituía tensões, correntes e enlaces de fluxos associados aos enrolamentos do estator de uma máquina síncrona por variáveis associadas a um enrolamento imaginário que girava à velocidade do rotor.

Em 1930, Stanley aplicou esta teoria a transformação de variáveis na análise de motores de indução, transformando as variáveis associadas ao rotor para variáveis em um eixo de referência no estator.

Kron introduziu, para o caso de um motor de indução simétrico, a troca de variáveis do rotor e estator para um eixo de referência no campo girante.

Todas as transformações realizadas por Park, Stanley e Kron são casos especiais da transformação de variáveis para um eixo de referência arbitrário, a qual estudaremos a seguir.

A.2. Equações de Transformação

A mudança de variáveis que determina a transformação de variáveis trifásicas de elementos de circuitos para um eixo de referência arbitrário pode ser expressa como:

$$f_{qdOs} = K_s f_{abcs} \quad (\text{A.1})$$

Onde:

$$\begin{aligned} f_{qdOs}^T &= [f_{qs} \quad f_{ds} \quad f_{Os}] \\ f_{abcs}^T &= [f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}] \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Com,

$$\theta = \int_0^t \omega(\xi) d\xi + \theta(0) \quad (\text{A.4})$$

A inversa da matriz K_s é dada por:

$$\mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \text{sen}\theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \text{sen}\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

Algumas características podem ser ressaltadas nesta transformação:

- o eixo de referência pode girar a qualquer velocidade, seja ela constante ou variável;
- a transformação de variáveis pode ser aplicada à variáveis que apresentam qualquer comportamento no tempo.

Fisicamente podemos dizer que a transformação indica que as variáveis f_{qs} e f_{ds} são direcionadas em eixos ortogonais entre si e giram à uma velocidade ω .

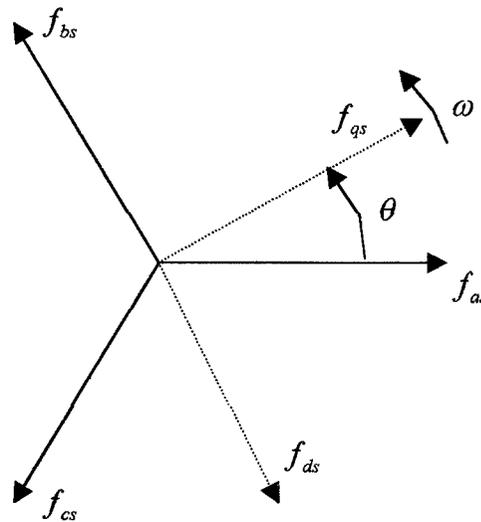


fig. A.1 – transformação de variáveis para um referencial arbitrário

Esta transformação é particularmente conveniente para ser aplicada às máquinas de corrente alternada, onde a direção de f_{as} , f_{bs} e f_{cs} podem ser vistas como as direções dos eixos magnéticos dos enrolamentos do estator.

A potência instantânea total pode ser expressa em variáveis abc como:

$$P_{abc} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \quad (\text{A.6})$$

A potência total expressa em variáveis qdO deve ser igual à potência total expressa em variáveis abc , assim:

$$P_{qdOs} = P_{abc} = \frac{3}{2} (v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds} + 2v_{Os} i_{Os}) \quad (\text{A.7})$$

A.3. Elementos de Circuito Transformados para um Eixo de Referência Arbitrário

No nosso estudo apenas temos interesse nos elementos resistivos e indutivos, já que somente estes elementos aparecem nas equações do motor de indução.

A.3.1. Elementos Resistivos

Em um circuito trifásico resistivo tem-se:

$$v_{abc} = R_s i_{abc} \quad (\text{A.8})$$

Utilizando-se a equação (A.1), temos:

$$v_{qdOs} = \mathbf{K}_s R_s \mathbf{K}_s^{-1} i_{qdOs} \quad (\text{A.9})$$

Usualmente os enrolamentos de um motor de indução são simétricos entre si, isto nos fornece uma matriz diagonal, contendo o mesmo valor para cada elemento desta diagonal. Neste caso a equação (A.8) torna-se:

$$v_{qdOs} = R_s i_{qdOs} \quad (\text{A.10})$$

A.3.1. Elementos Indutivos

Para um circuito indutivo trifásico tem-se:

$$v_{abcs} = p \lambda_{abcs} \quad (\text{A.11})$$

Utilizando-se a equação (A.1), temos:

$$v_{qdOs} = K_s p \left[K_s^{-1} \lambda_{qdOs} \right] \quad (\text{A.12})$$

Expandindo a equação acima:

$$v_{qdOs} = K_s p K_s^{-1} \lambda_{qdOs} + K_s K_s^{-1} p \lambda_{qdOs} \quad (\text{A.13})$$

Onde:

$$p \mathbf{K}_s^{-1} = \omega \begin{bmatrix} -\text{sen } \theta & \cos \theta & 0 \\ -\text{sen} \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \\ -\text{sen} \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

e,

$$\mathbf{K}_s p \mathbf{K}_s^{-1} = \omega \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

$$\mathbf{K}_s \mathbf{K}_s^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Assim sendo a equação (A.11) torna-se:

$$v_{qdOs} = \omega \lambda_{qds} + p \lambda_{qdOs} \quad (\text{A.17})$$

Onde:

$$\lambda_{qds}^T = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0] \quad (\text{A.18})$$

Apêndice B

Métodos de Runge-Kutta

B.1. Introdução

O objetivo deste tópico é apresentar de maneira simples e direta a implementação dos métodos de Runge-Kutta. No desenvolvimento deste trabalho, foi utilizado para a solução das equações diferenciais apresentadas, o método de Runge-Kutta de 4ª ordem. Apresentaremos neste apêndice os métodos de Runge-Kutta de 3ª e 4ª ordem. Segue uma breve descrição dos métodos.

Os métodos de Runge-Kutta são métodos de passos simples, não iterativos.

Todas as fórmulas de Runge-Kutta destinadas à resolução de $\dot{y} = f(x, y)$, exprimem y_{i+1} em função de y_i e da $f(x, y)$ calculada em um ou mais pontos da região em que se encontram y_i e y_{i+1} . A dedução dessas fórmulas envolve a utilização da série de Taylor, sendo que a ordem de truncamento da série de Taylor determina a ordem da fórmula de Runge-Kutta correspondente.

Nos métodos de Runge-Kutta cada uma das equações é usada uma única vez a cada passo de integração, o que torna o método bastante simples de ser implementado.

B.2. Método de Runge-Kutta de 3ª Ordem

Dada uma equação diferencial $\dot{y} = f(x, y)$, pode-se usar o método de Runge-Kutta de 3ª ordem que é composto pelas fórmulas abaixo.

Inicialmente, são calculados os coeficientes K_i , conforme equações:

$$K_1 = h.f(x_i, y_i) \quad (\text{B.1})$$

$$K_2 = h.f\left(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{K_1}{2}\right) \quad (\text{B.2})$$

$$K_3 = h.f(x_i + h, y_i + 2K_2 - K_1) \quad (\text{B.3})$$

Onde:

h – é o passo de tempo (intervalo de integração)

A solução da equação diferencial em cada passo de tempo, é dada por:

$$y_{i+1} = y_i + \frac{1}{6}(K_1 + 4K_2 + K_3) \quad (\text{B.4})$$

B.3. Método de Runge-Kutta de 4ª Ordem

Dada uma equação diferencial $\dot{y} = f(x, y)$, pode-se usar o método de Runge-Kutta de 4ª ordem que é composto pelas seguintes fórmulas.

Inicialmente, são calculados os coeficientes K_i , conforme equações abaixo:

$$K_1 = h.f(x_i, y_i) \quad (\text{B.5})$$

$$K_2 = h.f\left(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{K_1}{2}\right) \quad (\text{B.6})$$

$$K_3 = h.f\left(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{K_2}{2}\right) \quad (\text{B.7})$$

$$K_4 = h.f(x_i + h, y_i + K_3) \quad (\text{B.8})$$

Onde:

h – é o passo de tempo (intervalo de integração)

A solução da equação diferencial em cada passo de tempo, é dada por:

$$y_{i+1} = y_i + \frac{1}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \quad (\text{B.9})$$