

IMPLEMENTAÇÃO DE UM MEDIDOR DO CONJUGADO PARA MOTORES DE INDUÇÃO COM DSP

Fabiano Valias de Carvalho

Instituto Nacional de Telecomunicações – INATEL
CEP 37540-000, C.P. 03, Santa Rita do Sapucaí - MG
Brasil
e-mail: fabiano@inatel.br

João Onofre Pereira Pinto

Universidade Federal do Mato Grosso do Sul – UFMS
CEP 79070-900, C.P. 549, Campo Grande – MS
Brasil
e-mail: joaonofre@hotmail.com

Luiz Eduardo Borges da Silva, Germano Lambert Torres

Universidade Federal de Itajubá - UNIFEI
CEP 37500-903, C.P. 50, Itajubá – MG
Brasil
e-mail: leborges@iee.efei.br

Bimal K. Bose

University of Tennessee - UTK
419 Ferris Hall, Knoxville Tennessee 37996
USA
e-mail: bose@ece.utk.edu

Resumo – Este trabalho descreve a construção de um medidor do conjugado eletromagnético de motores de indução trifásicos a partir das amostras de correntes e de tensões trifásicas. A estratégia para o cálculo do conjugado é a síntese do Fluxo do Estator através de Filtros Passa-Baixas em Cascata Programáveis (PCLPF - Programmable Cascaded Low-Pass Filters). A implementação é feita através de Microprocessador tipo Digital Signal Processor (DSP). O uso deste tipo de filtro contorna o problema da integração numérica necessária ao cálculo do fluxo a partir das amostras de tensão e de corrente. Na implementação do Filtro Passa-Baixas em Cascata Programável é utilizada uma Rede Neural Recorrente (RNN - Recurrent Neural Network) treinada com um algoritmo baseado em filtro de Kalman. O resultado desta implementação é um equipamento com precisão compatível com os medidores de conjugado baseados em eixos metálicos, com constante elástica conhecida e strain gauges.

Palavras-Chave – Aplicação de DSP, Estimação de Conjugado, Filtro de Kalman, Filtro Passa-Baixas em Cascata Programável, Rede Neural Recorrente.

IMPLEMENTATION OF A TORQUE METER FOR THREE PHASE INDUCTION MOTORS USING DSP

Abstract – This work describe the steps to implement a torque meter for three phase induction motors, based on stator voltage and machine current measurement. The strategy is based on calculation of stator flux synthesis through Programmable Cascaded Low-Pass Filters. The electromagnetic torque estimation is processed by a DSP microprocessor in real time. The PCLPF filter outlines the problem of necessary numeric integration to calculate the stator flux starting from the samples of stator voltage and current. The Programmable Cascaded Low-Pass

Filter is implemented using Recurrent Neural Network (RNN-PCLPF) trained by an algorithm based on Kalman filter. The DSP based implementation of a torque meter results in an equipment with the same precision when comparing with torque meters based on torsion of metallic axes, with known elastic constant and strain gauges.

Keywords – DSP Application, Kalman Filter, Programmable Cascaded Low-Pass Filter, Recurrent Neural Network, Torque Estimation.

NOMENCLATURA

Ψ_{ds}^s e Ψ_{qs}^s	Componentes do fluxo do estator.
v_{ds}^s e v_{qs}^s	Componentes da tensão do estator.
i_{ds}^s e i_{qs}^s	Componentes da corrente do estator.
R_s	Resistência do estator.
$\hat{\Psi}_s$	Fluxo total do estator.
θ_e	Ângulo elétrico do vetor girante.
i_{ds}^s e i_{qs}^s	Componentes da corrente de campo girante do estator.
Ψ_{ds}^s e Ψ_{qs}^s	Componentes do fluxo de campo girante do estator.
T_e	Conjugado eletromagnético.
P	Número de pares de polos.

I. INTRODUÇÃO

O conhecimento do valor do conjugado eletromagnético desenvolvido pelo Motor de Indução Trifásico é importante na implementação de Controle Vetorial, nos laboratórios de máquinas elétricas, na especificação de sistemas de acionamento, bombas, elevadores, etc. Atualmente os equipamentos que fornecem a medida do conjugado, além de custo elevado, não possuem a versatilidade necessária para serem aplicados com facilidade em motores funcionando em

Artigo Submetido em 11/03/2003. Primeira Revisão em 20/05/2003. Segunda Revisão em 17/06/2003. Aceito sob recomendação do Editor Geral Prof. Carlos Alberto Canesin.

qualquer tipo de ambiente industrial. Para solucionar o problema, este trabalho desenvolve uma metodologia para a implementação de um estimador do conjugado eletromagnético de motores de indução trifásicos (MIT) para as mais diversas aplicações, tanto industriais quanto didáticas.

O equipamento desenvolvido utiliza como estratégia a síntese do fluxo do estator através da integração da tensão, descontada a queda na resistência do estator do MIT. O problema, bem conhecido na literatura, é que a implementação numérica de uma integração apresenta problema de *offset* DC. Esta dificuldade é contornada através de um Filtro Passa-Baixas em Cascata Programável implementado com Redes Neurais Recorrentes [1] e [2]. Os cálculos envolvidos no processo de estimação do conjugado são executados por um DSP56002 da Motorola, operando a 40 MHz. Os sinais de tensão e de corrente são medidos por sensores de efeito Hall e em seguida, os sinais são digitalizados através de um conversor analógico para digital (A/D) de 12 bits, ADS7864 da Texas Instruments, com taxa de conversão de 8kHz.

O equipamento desenvolvido tem um custo menor e precisão compatível quando comparado com os equipamentos que usam da tecnologia de torção em eixos metálicos com constante elástica conhecida, que além de caros possuem gama de aplicação limitada.

Outra vantagem do processo de estimação do conjugado em relação aos equipamentos tradicionais é sua capacidade de acompanhar a dinâmica do conjugado eletromagnético desenvolvido pelos motores de indução, diferentemente dos equipamentos tradicionais que apenas apresentam resposta confiável em regime permanente.

O único parâmetro do motor necessário à implementação do estimador é a resistência do estator. Esta resistência, uma vez medida, pode ser facilmente compensada para variações de temperatura.

Desta forma, o equipamento desenvolvido apresenta uma boa confiabilidade, aplicação em faixas mais amplas de potência e possibilidade de aplicação diretamente em ambientes industriais.

II. ESTRATÉGIA

A. Síntese do Fluxo do Estator

A síntese do fluxo do estator, técnica também utilizada no Controle Vetorial através da Orientação do Fluxo do estator [3], calcula os vetores de fluxo de campo estacionário do estator Ψ_{ds}^s e Ψ_{qs}^s , através da integração da tensão aplicada no estator (V_{ds}^s , V_{qs}^s), retirada a queda de tensão ($R_s i_{ds}^s$, $R_s i_{qs}^s$) devido a corrente que circula no motor.

Os valores das tensões (V_{ds}^s , V_{qs}^s) e das correntes (i_{ds}^s , i_{qs}^s), são calculados através da Transformada de Clark, também denominada de Transformação $3\Phi/dq0$, gerando as denominadas quantidades nos eixos estacionários.

As integrais destas diferenças irão produzir os valores dos vetores de fluxo desejados.

As equações que se seguem são válidas para um sistema balanceado, neste trabalho é considerada uma alimentação trifásica balanceada. Se a alimentação é desbalanceada pode-se utilizar a transformação 1,2,0 ao invés da d,q,0.

$$\Psi_{ds}^s = \int (v_{ds}^s - i_{ds}^s R_s) dt \text{ [Wb]} \quad (1)$$

$$\Psi_{qs}^s = \int (v_{qs}^s - i_{qs}^s R_s) dt \text{ [Wb]} \quad (2)$$

Uma vez calculado o fluxo nos eixos d e q é possível calcular o fluxo total do estator dado por:

$$\hat{\Psi}_s = \sqrt{(\Psi_{ds}^s)^2 + (\Psi_{qs}^s)^2} \text{ [Wb]} \quad (3)$$

Para se obter o valor do conjugado eletromagnético desenvolvido pelo motor, é utilizado o modelo de referência estacionário. Para isto é necessário o cálculo do valor do seno e do cosseno do ângulo θ_e , que representa o ângulo elétrico do vetor girante na frequência aplicada nos terminais do motor. Estas equações são dadas por:

$$\text{sen } \theta_e = \frac{\Psi_{qs}^s}{\hat{\Psi}_s} \quad (4)$$

$$\text{cos } \theta_e = \frac{\Psi_{ds}^s}{\hat{\Psi}_s} \quad (5)$$

e também,

$$\theta_e = \text{sen}^{-1} \left(\frac{\Psi_{qs}^s}{\hat{\Psi}_s} \right) \text{ [rad]} \quad (6)$$

Com estes valores fica possível determinar as correntes de campo girante do estator i_{ds}^s e i_{qs}^s e também os fluxos de campo girante do estator Ψ_{ds}^s e Ψ_{qs}^s , pelas equações:

$$i_{ds}^s = i_{qs}^s \text{cos } \theta_e - i_{ds}^s \text{sen } \theta_e \text{ [A]} \quad (7)$$

$$i_{qs}^s = i_{qs}^s \text{sen } \theta_e + i_{ds}^s \text{cos } \theta_e \text{ [A]} \quad (8)$$

$$\Psi_{ds}^s = \Psi_{qs}^s \text{cos } \theta_e - \Psi_{ds}^s \text{sen } \theta_e \text{ [Wb]} \quad (9)$$

$$\Psi_{qs}^s = \Psi_{qs}^s \text{sen } \theta_e + \Psi_{ds}^s \text{cos } \theta_e \text{ [Wb]} \quad (10)$$

Multiplicando-se o fluxo do estator pela corrente do estator, já representadas no modelo de eixos estacionários, o conjugado é determinado pela seguinte equação:

$$T_e = \frac{3P}{4} [\Psi_{ds}^s i_{qs}^s - \Psi_{qs}^s i_{ds}^s] \text{ [Nm]} \quad (11)$$

A Figura 1 ilustra o diagrama em blocos simplificado do equipamento estimador do conjugado eletromagnético baseado na síntese do fluxo do estator.

B. Filtro Passa-Baixas em Cascata Programável-PCLPF

A implementação da integração numérica, necessária à síntese do fluxo do estator (equações 1 e 2), apresenta o problema do *offset* DC, principalmente em baixas frequências. Uma forma de contornar o problema, proposta por Bose e al. [3], foi a utilização de Filtros Passa-Baixas em Cascata.

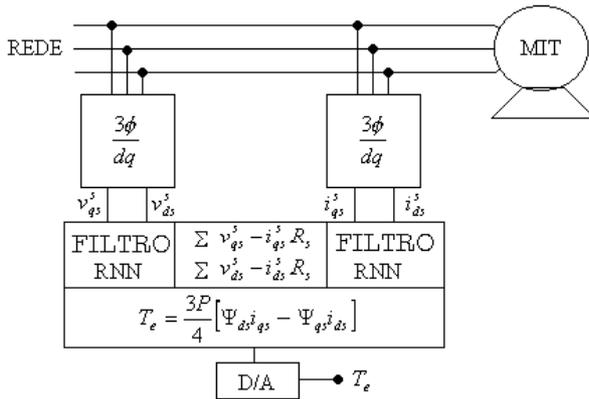


Fig. 1. Diagrama simplificado do equipamento

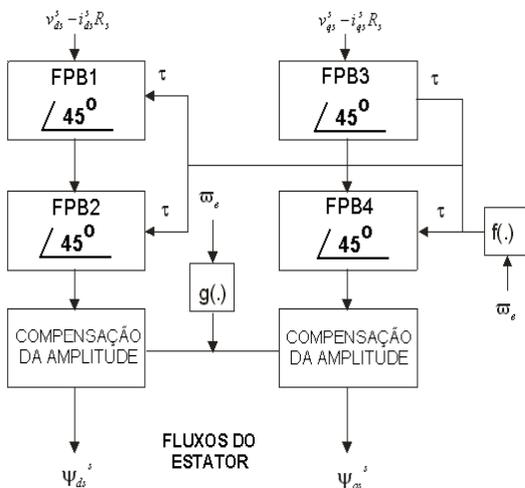


Fig. 2. Filtro Passa-Baixas em Cascata Programável (PCLPF)

Este circuito, ilustrado na Figura 2, utiliza uma cascata de dois filtros Passa-Baixas de primeira ordem para obter no final uma defasagem de 90° e um ganho apropriado, de tal forma que o resultado final represente o efeito da integração de uma onda senoidal na frequência definida. A constante de tempo (τ) de cada filtro e a compensação em amplitude (G) são funções não lineares da frequência, dados pelas equações (12) e (13).

$$\tau = (1/\omega_e) t g [(1/n) [t g^{-1}(\tau_h \omega_e) + 90^\circ]] = f(\cdot) \omega_e \text{ [s]} \quad (12)$$

$$G = (1/\omega_e) \sqrt{ [1 + (\tau \omega_e)^2]^n [1 + (\tau_h \omega_e)^2] } = g(\cdot) \omega_e \quad (13)$$

Onde:

- ω_e Frequência de 60Hz (usada nos testes).
- n Número de estágios do filtro.
- $f(\cdot)$ e $G(\cdot)$ Funções não lineares de ajuste da fase e do ganho.
- τ_h Constante de tempo do filtro Passa-Baixas analógico do hardware.

É importante notar que τ mantém o deslocamento de fase de cada estágio idêntico para qualquer frequência escolhida e G garante que o ganho total do PCLPF produza o ganho ideal para conseguir o efeito da integração do sinal de tensão aplicada ao motor, descontada a queda na resistência do estator. A constante de tempo τ_h compensa o deslocamento de fase de um possível filtro analógico que possa vir a ser inserido no sistema de medição, para filtragem da tensão e da

corrente do motor, no caso do mesmo estar sendo alimentado por inversores de frequência.

C. Implementação do PCLPF com uma Rede Neural Recorrente

A implementação do PCLPF foi feita através de uma Rede Neural Recorrente treinada com um algoritmo baseado em Filtro de Kalman [5]. A grande vantagem desta implementação está na resposta transitória, quando existem variações de frequência ou de tensão [2].

As Redes Neurais Recorrentes são adaptadas, devido ao uso de atrasos unitários (Z^{-1}) em sua estrutura, à representar o comportamento de sistemas dinâmicos, e desta forma, o comportamento dos filtros Passa-Baixas em Cascata Programáveis. A Figura 3 ilustra a arquitetura da RNN usada como PCLPF. É importante notar que as características dinâmicas do filtro são conseguidas através dos atrasos unitários colocados nas realimentações. Os valores dos pesos W_{ij} são calculados *off-line* para cada frequência específica. A atividade interna da RNN é representada pelas equações dos neurônios, no tempo discreto k , descritas pelas equações 14 e 15.

$$\Psi_{ds}^s(k) = \sum W_{ji}(k) [V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s] \quad (14)$$

$$\Psi_{qs}^s(k) = \sum W_{ji}(k) [V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s] \quad (15)$$

Onde Ψ_{ds}^s e Ψ_{qs}^s são os fluxos estimados, V_{ds}^s e V_{qs}^s são as tensões aplicadas no motor e $R_s i_{ds}^s$ e $R_s i_{qs}^s$ são as quedas de tensão na resistência do estator do motor.

A simulação da síntese do fluxo, através do filtro PCLPF implementado com RNN, denominado PCLPF-RNN, apresenta um erro em torno de 10^{-3} [4], este erro foi verificado para um conjugado estático simulado de 80 (Nm), representando um erro percentual de 0,1%, perfeitamente aceitável para um medidor de conjugado que possa ter utilidade real.

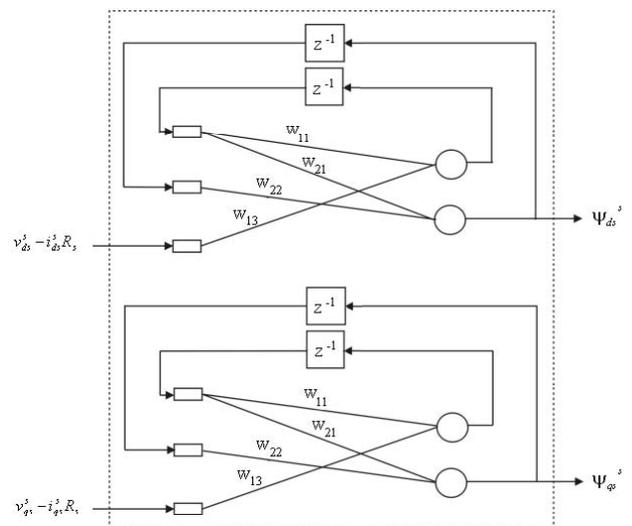


Fig. 3. Rede Neural Recorrente - RNN

III. SIMULAÇÃO DO ESTIMADOR DO CONJUGADO

Para a simulação da estratégia desenvolvida foi utilizado o programa MATLAB/SIMULINK. Para as simulações foi utilizado um modelo de um MIT alimentado por um sistema balanceado, ao qual foi aplicado um sinal de conjugado de carga variável. A simulação ilustra a resposta transitória do conjugado de carga, do conjugado desenvolvido pelo motor e do conjugado estimado pelo algoritmo proposto. Pode ser observado que o conjugado eletromagnético gerado pelo motor coincide com o conjugado estimado, Figura 4.

TABELA I
Dados do Motor de Indução Simulado

Resistência do Rotor – Rr	0,4165 Ω
Resistência do Estator – Rs	0,5814 Ω
Indutância do Estator – Lls	3,479 mH
Indutância do Rotor – Llr	4,15 mH
Indutância de Magnetização – Lm	78,25 mH
Frequência	60 Hz
Número de Polos	4
Momento de Inércia	0,1 kg m ²

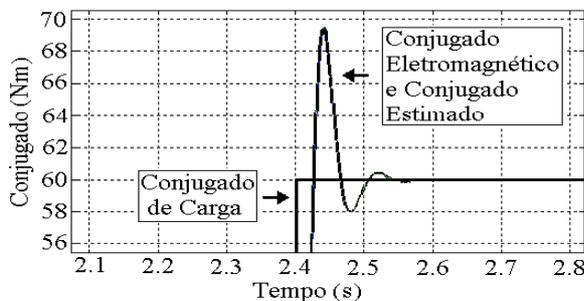


Fig. 4. Simulação da Resposta Transitória

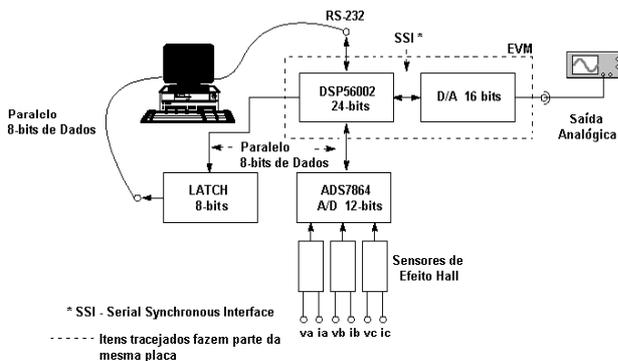


Fig. 5. Diagrama Completo do Sistema

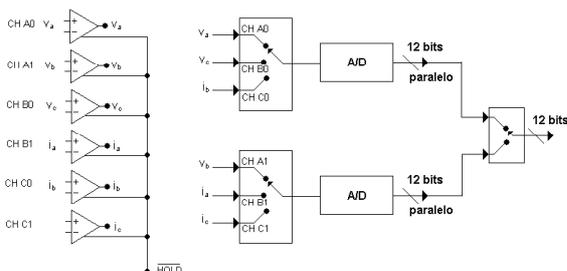


Fig. 6. Diagrama em Blocos do Conversor A/D ADS7864 da Texas Instruments

IV. MONTAGEM DO PROTÓTIPO DO ESTIMADOR

A Figura 5 apresenta o diagrama em blocos da implementação do estimador do conjugado eletromagnético para motores de indução trifásicos.

O sistema é composto de sensores Hall de tensão e de corrente, de uma placa de aquisição de dados com o conversor A/D, de um Microprocessador DSP, de um conversor D/A e de um computador de interface. Os sensores Hall de tensão e de corrente captam os sinais diretamente dos cabos de alimentação do motor, porém antes de serem disponibilizados para o conversor A/D ADS7864 da Texas Instruments, passam por um circuito condicionador de sinais para adequá-los às características do conversor.

Uma vez digitalizados os sinais de tensão e de corrente são apresentados ao microprocessador DSP56002 da Motorola para serem efetuados os cálculos representados pelas equações (1) a (11). Após efetuados os cálculos para a estimação do conjugado, o resultado é disponibilizado para o computador de interface e também para um conversor D/A, para ser visualizado ou memorizado para análise.

A. Placa de Aquisição de Dados com o ADS7864

A placa de aquisição de dados foi desenvolvida com o circuito ADS7864 da Texas Instruments, que é um conversor analógico para digital dual de 12 bits e frequência de conversão de até 500kHz, com seis canais de entrada diferenciais agrupados em três pares para aquisição simultânea de sinais, em alta velocidade. A Figura 6 ilustra o diagrama em blocos do conversor A/D ADS7864.

A Figura 7 apresenta a fotografia da placa de aquisição de dados desenvolvida no projeto. Nesta placa também se encontram os circuitos de condicionamento de sinais para os sensores de efeito Hall. Os sensores Hall, de tensão e de corrente, foram montados em placas separadas com fontes de alimentação independentes, para facilitar a utilização próxima ao motor sob teste. Sendo o sistema sem neutro, é possível utilizar apenas dois pares de sensores e calcular a outra fase, alterando-se o software para executar este cálculo.

B. Placa do Microprocessador DSP56002

A Figura 8 ilustra o diagrama em blocos do conjunto placa de aquisição de dados e microprocessador DSP.

A placa do DSP56002 da Motorola é conectada ao PC por uma porta serial, com uma taxa de transferência de 19200 bps [6], através da qual é executado o carregamento do programa principal, desenvolvido em linguagem assembly, e obtido o valor do conjugado para ser mostrado na tela do monitor.

A Figura 9 apresenta a foto do sistema completo durante o teste do MIT.

O funcionamento do programa (fluxograma) pode ser resumido a seguir. Primeiramente é executada a inicialização do DSP, definindo os níveis de prioridade de interrupção, o ponteiro de pilha, o valor da contagem para o timer, etc. Em seguida, o DSP fica aguardando a interrupção gerada pelo timer.

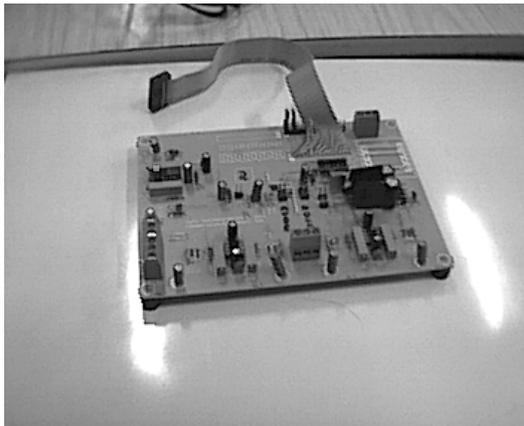


Fig. 7. Placa de Aquisição de Dados com Conversor ADS7864

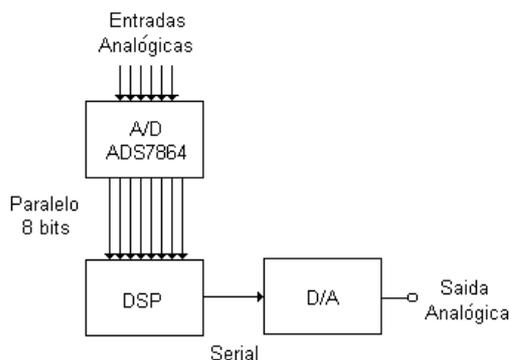


Fig. 8. Diagrama em Blocos do Conjunto Conversor A/D, Microprocessador DSP e Conversor D/A

Esta interrupção é gerada a cada 125 μ s, que equivale a uma frequência de amostragem de 8kHz. A cada 125 μ s o DSP aciona o ADS7864 para coletar e converter as seis amostras, da tensão e da corrente (V_a , V_b , V_c , I_a , I_b , I_c).

Após receber os valores da conversão A/D, o DSP executa o restante do fluxograma fazendo a conversão $3\Phi/dq0$, a síntese do fluxo através do filtro PCLPF-RNN, o cálculo das grandezas no referencial estacionário e finalmente o cálculo do conjugado, retornando para a espera de uma nova interrupção do *timer*.

Finalizados os cálculos para a obtenção do conjugado, o resultado é enviado para um *latch*, onde uma rotina escrita no computador de interface, em linguagem DELPHI, faz a leitura e apresenta o conjugado estimado no monitor.

V. TESTES E RESULTADOS

Para a validação dos resultados foram comparados os valores calculados pelo estimador do conjugado, com os valores obtidos com a utilização do equipamento medidor de conjugado da marca Monitek, cujo princípio é baseado na monitoração da torção em um eixo de metal de constante elástica conhecida. Esta monitoração é feita através *strain gauges* colocados adequadamente ao longo do eixo.

A Figura 10 mostra o sensor do equipamento Monitek instalado entre o MIT e o gerador DC.

Na bancada de testes um MIT é acoplado à um gerador de corrente contínua. Aplicando-se variação de carga ao gerador é obtida a variação do conjugado de carga para o MIT.

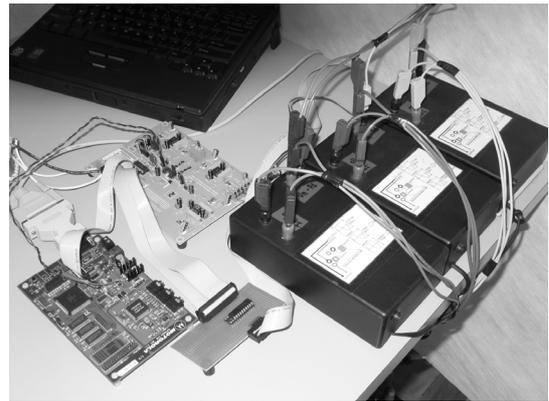


Fig. 9. Sistema Completo: Placa de Aquisição de Dados, DSP e Caixas de Sensores Hall

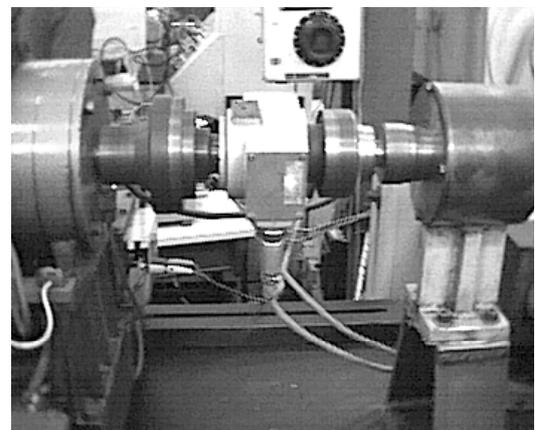


Fig. 10. Sensor do Monitek Acoplado ao Eixo das Máquinas

A variação de carga do gerador é conseguida através de uma resistência líquida, onde pás imersas em água com sulfato de cálcio, variam o valor da resistência.

Os dados do motor trifásico utilizado para a comprovação dos resultados podem ser observados na Tabela II.

TABELA II
Dados do Motor de Indução Utilizado para a Comprovação dos Resultados

Marca	EBERLE
Tensão Nominal	220 V
Ligação	Triângulo
Rotação	1765 R.P.M.
Corrente Nominal	26 A
Modelo	B132 S 4 / ESP
Número de Série	9958 D5
FS	1.0
I_p/I_n	8,6
Potência Nominal	10 CV
Isolação	B
Categoria	H
Res.do Estator	0,477 Ω

A resistência do estator foi medida com uma ponte de Winstone da marca Siemens e o valor encontrado foi de 0,318 Ω . Como a ligação do motor é triângulo, o valor medido corresponde a uma fase em paralelo com a soma das outras duas. Portanto o valor da resistência do estator para cada fase é 3/2 do valor medido (0,477 Ω).

A Figura 11.a mostra a variação do conjugado em um intervalo de 10 [s], que cresce abruptamente e depois diminui gradativamente.

A Figura 11.b mostra a resposta transitória para um aumento repentino do conjugado. Devido ao processo de variação da carga da máquina de corrente contínua, através da inserção ou retirada manual das pás da água, um processo mecânico lento, não se conseguiu uma variação muito abrupta do conjugado de carga do MIT.

A Tabela III mostra os valores obtidos pelo estimador de conjugado implementado neste trabalho, e os valores obtidos pelo equipamento Monitek do laboratório. As medidas efetuadas pelo equipamento do laboratório para o MIT a vazio ou com conjugado muito baixo, apresentam grande oscilação, devido ao processo de medida com *strain gauges*, portanto estes valores não foram considerados na Tabela III.

A Figura 12 mostra a curva dos valores obtidos, para o sistema estimado e medido, apresentando o conjugado em função da velocidade.

As oscilações que aparecem em torno do conjugado médio são devidas ao fato de que as tensões trifásicas da rede não estavam totalmente balanceadas durante os testes.

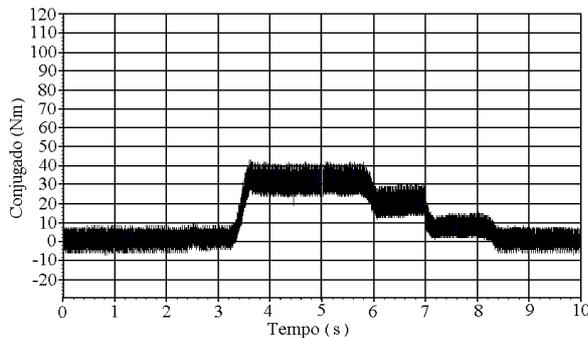


Fig. 11.a. Variação do Conjugado Exigido do MIT

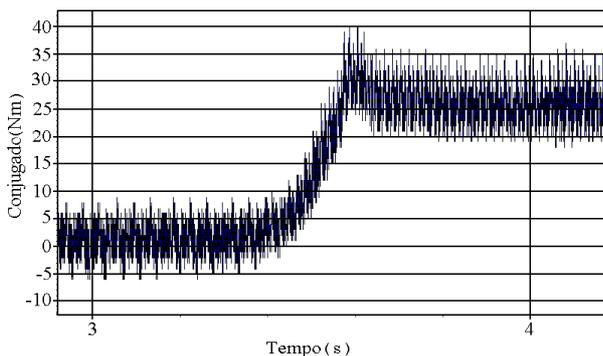


Fig. 11.b. Resposta Transitória

TABELA III

Conjugado Estimado e Conjugado Medido

Monitek [Nm]	Estimador [Nm]	Corrente MIT [A]
11,55	11,75	15,04
19,12	18,75	17,25
23,45	23,8	19,02
28,52	28,6	21,24
32,45	32,5	23,1

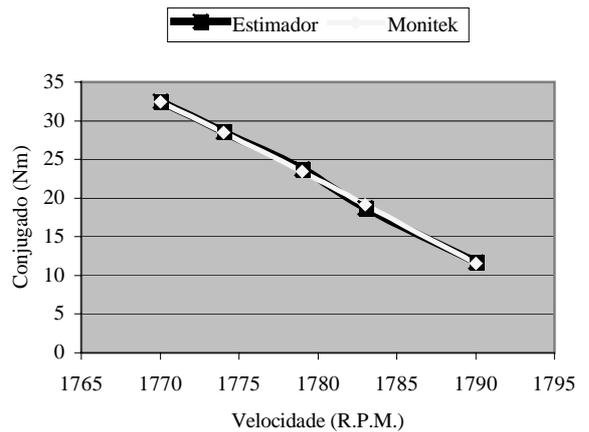


Fig. 12. Conjugado estimado e medido versus velocidade

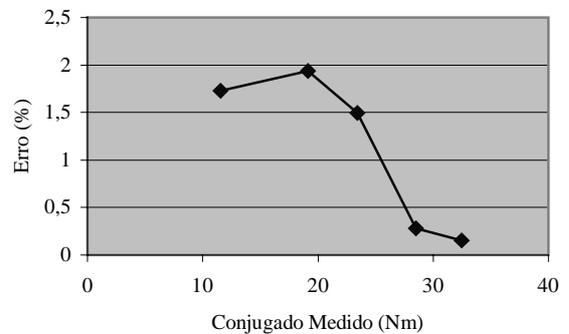


Fig. 13. Erro entre o Conjugado Medido e o Estimado

O erro entre o conjugado medido e o conjugado estimado pode ser observado na Figura 13. O erro máximo não ultrapassa 2%.

Para o gráfico da Figura 13 foi utilizada a equação:

$$\text{Erro\%} = \left| \frac{\text{Conjugado Medido} - \text{Conjugado Estimado}}{\text{Conjugado Medido}} \right| * 100\%$$

VI. CONCLUSÕES

O desenvolvimento de um medidor do conjugado eletromagnético de motores de indução trifásicos, utilizando uma das técnicas de estimação de estados disponibilizadas na literatura de Controle Vetorial, se mostrou adequada para a construção de tal equipamento. O uso de filtros PCLPF construídos através de RNN e implementados em microprocessadores do tipo DSP, mostrou sua eficiência quando comparados os resultados obtidos pela estimação, com os resultados medidos por um equipamento já bem conhecido dos laboratórios de pesquisa.

A utilização de DSP torna o processo de estimação em tempo real, realizável e preciso. O DSP56002 da Motorola utilizado, operando em 40MHz, leva aproximadamente 68μs para executar todos os cálculos e produzir a estimação do conjugado.

A variação da resistência do estator com a temperatura não teve influência no processo de estimação, pois durante o ensaio não houve variação da temperatura que pudesse influenciar os resultados. Uma compensação é possível e simples de ser implementada [4].

A comparação entre os valores medidos e estimados do conjugado mostrou que para o motor ensaiado o erro foi muito baixo, mesmo o motor sendo de pequeno porte.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] B. K. Bose and N. R. Patel, "A Programmable Cascaded Low-Pass Filter-Based Flux Synthesis for a Stator Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.44, pp.140-143, Feb. 1997.
- [2] L. E. B. da Silva, B. K. Bose, and J. O. P. Pinto, "Recurrent Neural Network Based Implementation of a Programmable Cascaded Low-Pass Filter Used in Stator Flux Synthesis of Vector-Controlled Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no.3, pp. 662-665, Jun. 1999.
- [3] J. O. P. Pinto, B. K. Bose and L. E. B. da Silva, "A Stator Flux Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive With Space Vector PWM and Flux Vector Synthesis by Neural Networks", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 37, no.5, pp. 1308-1318, Set/Out. 2001.
- [4] F. V. de Carvalho, "Estimador do Comportamento do Conjugado de Motores de Indução Através de DSP", dissertação de mestrado, UNIFEI, Dez. 2002.
- [5] G. V. Puskorius and L. A. Feldkamp, "Neurocontrol of nonlinear dynamic systems with Kalman filter trained recurrent networks", *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 5, pp. 279-297, Mar. 1994.
- [6] "DSP56002 User's Manual - DSP56002UM" Motorola

DADOS BIOGRÁFICOS

Fabiano Valias de Carvalho, nascido em 20/06/1969 em São Gonçalo do Sapucaí - MG é engenheiro eletricitista (1995) pelo Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL, mestre em Engenharia Elétrica (2002) pela Universidade Federal do Itajubá. Atualmente é Professor do Instituto Nacional de Telecomunicações - INATEL onde é coordenador do Grupo de Estudos de Engenharia Biomédica. Suas áreas de interesse são: sistemas de controle eletrônicos e acionamentos de máquinas elétricas, processamento digital de sinais (DSP), microcontroladores.

Luiz Eduardo Borges da Silva, nascido em 12/11/1953 em Passa Quatro MG. Engenheiro Eletricista, formado pela EFEI, em 1977. Mestre em Engenharia Elétrica pela EFEI, em 1982. Doutor (Ph.D.) em Engenharia Elétrica pela École Polytechnique de Montreal, Canadá, em 1988. Atualmente é Professor Titular da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI). Professor do Curso de Especialização em Sistemas Elétricos (CESE - ELETROBRÁS). Pós-Doutorado em Engenharia Elétrica na University of Tennessee, em 1999. Instrutor da FUPAI. Consultor de diversas concessionárias de energia elétrica e indústrias brasileiras.

Ministrou cursos a nível de Graduação na École Polytechnique de Montréal. Diversas palestras proferidas em Congressos e Universidades no Brasil, Estados Unidos e Canadá. Revisor e Presidente de Sessão em diversos congressos internacionais. Pesquisador do CNPq. Orientou mais de 30 dissertações de mestrado e teses de doutorado. Publicou mais de 100 artigos técnicos em revistas e conferências nacionais e internacionais.

João Onofre Pereira Pinto, nascido a 22 de junho de 1966 em Valparaíso, S.P., Brasil. Engenheiro eletricitista pela Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, em 1990. Mestre em engenharia elétrica pela Universidade Federal de Uberlândia, em 1993, e Ph.D. pela The University of Tennessee, Knoxville, TN, EUA em 2001. Atualmente é professor da Universidade Federal do Mato Grosso do Sul, Campo Grande, onde ocupa o cargo de coordenador do programa pós-graduação. Pesquisador do CNPq, suas áreas de interesse incluem processamento de sinais, aplicações de redes neurais artificiais, lógica nebulosa, algoritmos genéticos, e wavelets em eletrônica de potência, Técnicas PWM, controle e acionamento de máquinas elétricas.

Bimal K. Bose, nascido em setembro de 1932 em Calcutá, Índia é Engenheiro eletricitista, formado pela Calcutá University, Calcutá, Índia, em 1956. Mestre em engenharia elétrica pela University of Wisconsin, Madison, EUA, em 1960. Ph.D pela Calcutá University, Calcutá, Índia, em 1966. Ocupa o cargo de Condra Chair de Excelência em Eletrônica de Potência no Departamento de Engenharia Elétrica da The University of Tennessee pelos últimos 15 anos. Antes disso, foi engenheiro pesquisador no Centro de Pesquisa da General Electric, Schenectady, NY por 11 anos (1976-1987), professor associado da Rensselaer Polytechnic Institute, Troy, NY por 5 anos (1971-1976) e professor na Faculdade de Engenharia de Bengal por 11 anos (1960-1971). Especialista em eletrônica de potência e acionamentos de máquinas, com ênfase em conversores de potência, acionamentos CA, controle com microcomputadores e DSP, veículos elétricos e veículo híbridos, aplicações de inteligência artificial em sistemas de eletrônica de potência. É autor de mais de 160 artigos e dono 21 patentes. É autor/editor de 6 livros, tem servido ao IEEE de várias formas, incluindo: Chairman da IEEE Industrial Electronics Society (IES) Power Electronics Council, Editor associado da IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Chairman de eletrônica de potência do IEEE IECON, Chairman do comitê de conversor de potência industrial do IEEE Industry Applications Society (IAS), membro do conselho de redes neurais do IAS entre outros. É membro do corpo editorial do conselho de PROCEEDINGS OF THE IEEE desde 1995. Recebeu inúmeras medalhas, incluindo IEEE Millennium Medal (2000), IEEE Continuing Education Award (1997), IEEE Lamme Gold Medal (1996), IEEE Region 3 Outstanding Engineer Award (1994), IEEE-IES Eugene Mittelmann Award (pelas conquistas de toda a vida) (1994), IAS Outstanding Achievement Award (1993), Calcutta University Moutat Gold Medal (1970), GE Silver Patent Medal (1986), GE Publication Award (1985), e teve vários papers premiados.

Germano Lambert Torres, nascido 10/07/1959 no Rio de Janeiro. Engenheiro Eletricista, formado pela EFEI, em 1982. Mestre em Engenharia Elétrica pela EFEI, em 1986. Doutor (Ph.D.) em Engenharia Elétrica pela École Polytechnique de Montreal, Canadá, em 1990. Bacharel em Ciências Econômicas pela Faculdade de Ciências Econômicas do Sul de Minas, em 1981. Licenciatura Plena em Matemática pela Faculdade de Filosofia, Ciências e Letras de Itajubá, em 1981. Professor Titular da Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI). Professor do Curso de Especialização em Sistemas Elétricos (CESE - ELETROBRÁS). Instrutor da FUPAI. Consultor de diversas concessionárias de energia elétrica, tais como: Eletrobrás, Furnas, Cemig, Copel, Cesp e Itaipú. Diversos cursos ministrados nas áreas de Sistemas Elétricos de Potência, Métodos Numéricos e Inteligência Artificial para Companhias de Eletricidade e Indústrias Brasileiras e Canadenses. Professor-Visitante da University of Waterloo Canadá, 1995-1996. Ministrou cursos a nível de Pós-

Graduação na École Polytechnique de Montréal e na Concordia University, no Canadá. Diversas palestras proferidas em Congressos e Universidades no Brasil, Estados Unidos e Canadá. Revisor e Presidente de Sessão em diversos congressos internacionais como IEEE-PES, IEEE-Fuzzy Systems, IEEE-EMBS, IEEE-SMC, IEE Proceedings e Neural Nets Symposium. Atual Pró-Diretor de Pós-Graduação e Pós-Graduação da UNIFEI. Professor-Tutor do Programa Especial de Treinamento (PET/IEE/EFEI-CAPES). Pesquisador 1B do CNPq. Membro da Comissão do Exame Nacional do Curso de Engenharia Elétrica (Provão). Presidente do The International Conference on Intelligent System Application to Power Systems (ISAP), 1999. Presidente do 1º Congresso Brasileiro de Redes Neurais, 1994. Orientou mais de 40 teses de doutorado e dissertações de mestrado. Publicou mais de 300 artigos técnicos em revistas e conferências nacionais e internacionais.