

- INSTRUMENTAÇÃO E CONTROLE

DAMAGE DETECTION WITH DIAGNOSTIC MODELS BASED ON FRF-MEASUREMENTS

Frank Brunzel

Hans Heinrich Müller-Slany

University of Duisburg, Institute of Mechanics, 47048 Duisburg, Germany.

E-mail: brunzel@mechanik.uni-duisburg.de

E-mail: mueller-slany@mechanik.uni-duisburg.de

Antonio Eduardo Turra

UNESP/FEIS, Departamento Engenharia Mecânica, 15385-000, Ilha Solteira/SP, Brazil.

E-mail: turra@dem.feis.unesp.br

ABSTRACT

The damage detection procedure presented here uses a diagnostic model. This diagnostic model must be substantially reduced and highly dynamical correct and sensitive for local parameter changes. The generation of a diagnostic model can be formulated as a multicriteria optimization problem. In different steps of the adaptation procedure different physical properties of the real elasto-mechanical structure are adapted. A high sensitive diagnostic model concerning structural damage can be found by adaptation of the calculated FRF's of the diagnostic model to the measured FRF's of the real undamaged structure. The damage detection is solved by an optimization procedure which is based on measurements only. The final result is the correct position of damage. The precision of the damage parameters is a function of the reduction of the diagnostic model. The generation of the diagnostic model and the FRF based damage detection is shown by an experimental example of a crankshaft.

Keywords: damage detection, diagnostic model, FRF measurement, multicriteria optimization

1 INTRODUCTION

Nowadays it is of high economic interest to avoid maintenance work on machines at work. During the past few years many papers have been written focussing on damage detection based on vibration measurements. More than 150 papers with this subject can be found in the review paper [Doebling et al, 1998]. All these papers are based on the fact that the modal properties of a system are functions of the real physical system parameters. The model based damage detection process can be divided in two main tasks. The first task is to create a diagnostic model D that represents the real system behaviour. The second task is to identify the damage with help of this diagnostic model. In both tasks we have to deal with an inverse vibration problem. This inverse vibration problem is an ill conditioned mathematical problem. We can solve this problem by creating the diagnostic model and the damage detection on the base of frequency response function (FRF) measurements and experimental modal analysis results.

The requirements on the diagnostic model are the high dynamical correctness and the sensitivity of the model. At the same time it should be substantially reduced concerning the DOF's. The main difficulty is the increasing loss of information due to discretization. The process of model based damage detection is shown in figure 1.

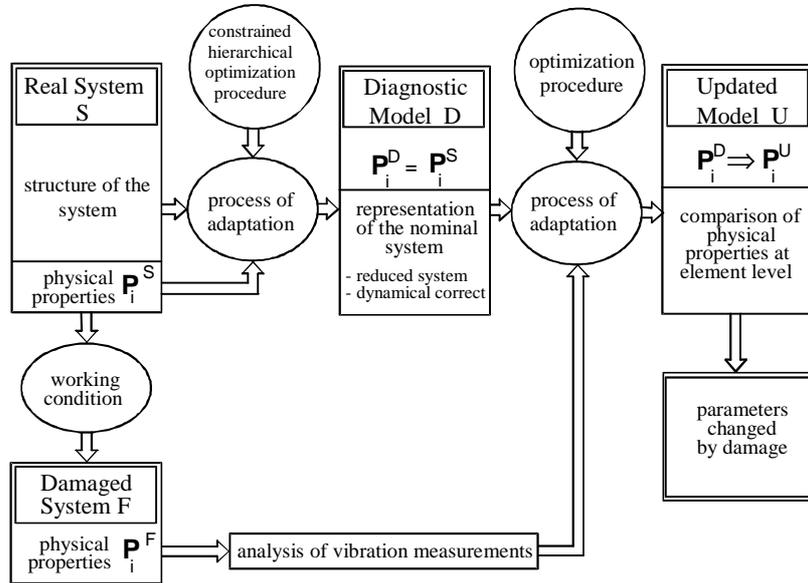


Figure 1: Model based damage detection procedure

2 THE DIAGNOSTIC MODEL

The diagnostic model creation task is to determine the design parameters of the diagnostic model from the vibration behaviour of the real system. In other words it is necessary to solve the inverse problem based on vibration measurements of the real system. It is not possible to find an unequivocal solution for this problem. In the shown procedure the problem of model generation is solved by an optimization process to determine the design parameters.

The diagnostic model is a highly condensed FE-model of the real system. The FE model consists of mass- and beam-elements. The parameters of these elements are determined by a constrained hierarchical optimization procedure. The diagnostic model is the final design of this optimization procedure. It is sensitive for the damage detection task.

2.1 The dynamical properties of the diagnostic model

The diagnostic model represents the real system and should be sensitive for the detection task. For this goal it is necessary to specify qualified dynamical properties. The properties which are used here for this task are:

- mass geometrical properties (total mass, centre of mass and tensor of inertia),
- natural frequencies,
- natural modes and
- FRF's of the system.

2.2 The multicriteria optimization procedure

The dynamical behaviour of the diagnostic model is defined by mass and beam elements of a FE-structure. The properties of the mass elements and beam elements are described by a design vector $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_n]^T$ with n variables. The design variables are the mass and the stiffness of a beam element and the coordinates of both element nodes. The design variables of a pure mass element are the mass and the coordinates of the position of the mass.

The task of generation of the diagnostic model can be formulated as a constraint vector-optimization problem [Müller-Slany, 1992]:

$$\min_{\mathbf{x} \in \Sigma} \{ \mathbf{f}[\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{x})] \mid \mathbf{h}(\mathbf{x}) = 0 \}, \Sigma := \{ \mathbf{x} \in \mathfrak{R}^n \mid \mathbf{x}_L \leq \mathbf{x} \leq \mathbf{x}_U \}, \quad (1)$$

with: \mathbf{x} : design variables, $\mathbf{f}(\mathbf{x})$: objective function, $\boldsymbol{\varepsilon}(\mathbf{x})$: error expressions, $\mathbf{h}(\mathbf{x})$: equality constraints, Σ : feasible range, $(\mathbf{x}_L, \mathbf{x}_U)$: lower and upper bounds.

The elements of the vector objective function $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ are error expressions $\varepsilon_i(\mathbf{x})$ between the dynamical properties of the diagnostic model $P_i^D(\mathbf{x})$ and the real system $P_i^S(\mathbf{x})$. Usually we can create the vector objective function $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ in the following way:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \varepsilon_1(\mathbf{x}) \\ \varepsilon_2(\mathbf{x}) \\ \varepsilon_3(\mathbf{x}) \\ \varepsilon_4(\mathbf{x}) \\ \varepsilon_5(\mathbf{x}) \\ \varepsilon_6(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{error expression of: complete mass} \\ \dots \text{position of centre of mass} \\ \dots \text{elements of inertia tensor} \\ \dots \text{considered natural frequencies} \\ \dots \text{considered natural modes} \\ \dots \text{considered FRF adaptation points} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

The error expressions $\varepsilon_i(\mathbf{x})$ $i = 1, \dots, 6$ of the objective vector are functions of the design variables $\mathbf{x} = 1, \dots, n$. The first four and the sixth error expressions of the dynamical properties can be formulated by relative error equations. The error expressions $\varepsilon_5(\mathbf{x})$ of the natural modes must be calculated in a different form. To achieve better results in the optimization procedure we use the expression (3) which is similar to the Modal Assurance Criterion (MAC) for each mode k :

$$\varepsilon_5(\mathbf{x}) = \sum_1^k \left(1 - \frac{\mathbf{q}^D(\omega_k, \mathbf{x})^T \mathbf{q}^S(\omega_k)}{|\mathbf{q}^D(\omega_k, \mathbf{x})| |\mathbf{q}^S(\omega_k)|} \right), \quad (3)$$

with: ω_k natural frequency, k : number of considered modes, $(\mathbf{q}^D, \mathbf{q}^S)$ mode vector for the diagnostic model D and real system S of mode k .

The optimization problem (1) will be solved by a numerical iteration process with a sequential quadratic programming (SQP) optimization algorithms. The used SQP algorithms E04UCF is taken from [NAG17] library. The structure of this optimization process is shown in figure 2. During the optimization the design vector \mathbf{x} will be modified until the final design fulfills the minimization criterion (1). Finally a dynamical highly accurate diagnostic model has been created.

Usually the vector optimization problem is solved by scalarization of the vector objective function $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ [Eschenauer et al, 1990]. Generally the superposition of all weighted components $\varepsilon_i(\mathbf{x})$ of the vector objective function $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ to a scalar objective function $s(\mathbf{x})$ leads to good results. For the generation of a diagnostic model this method behaves poor. It was

necessary to find a better way to solve the optimization task. The developed method is a hierarchical scalarization strategy [Müller-Slany, 1993]. In this method the error expressions $\varepsilon_i(\mathbf{x})$ are combined in different preference groups:

1. all mass-geometrical physical properties,
2. all natural frequencies,
3. all natural modes and
4. selected points of the FRF's of the system.

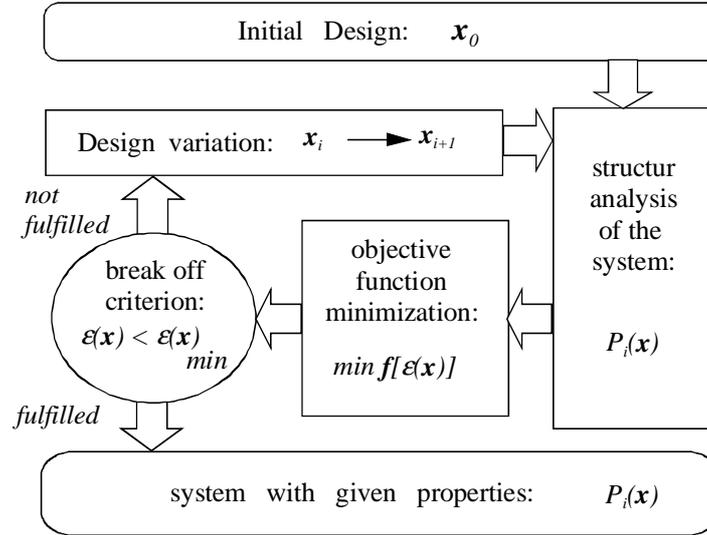


Figure 2: Diagnostic model generation

The diagnostic model creation task can now be done in three or four steps. The number of steps depends on the complexity of the real structure. For a simple structure the steps one, two and four are used to create the diagnostic model. For a complex structure all shown steps are necessary. The optimization will be done following the sequence of steps. At first the mass geometrical properties will be adapted then the natural frequencies. If necessary the natural modes are adapted next and at last the selected points of the FRF's. As an important point of the hierarchical scalarization strategy the physical properties which are adapted must be fixed by additional constraints $\mathbf{h}(\mathbf{x})$ in the next steps. The result after the last optimization step is a dynamical highly correct model.

2.3 The FRF adaptation process

A very important adaptation step for the diagnostic model is the adaptation of selected points of the FRF's. This adaptation makes the diagnostic model sensitive for detection of a damage of the real structure. Tests have shown that it is not possible to detect damage without FRF adaptation.

We have to compare measured FRF values of the real system and calculated FRF points of the diagnostic model [Pereira, 1996]. The i^{th} column of the calculated FRF matrix or receptance matrix \mathbf{H}^D by using the frequency ω_i is given by:

$$\mathbf{h}^D_i = (\mathbf{K}^D - \omega_i^2 \mathbf{M}^D)^{-1} \mathbf{f}, \quad (4)$$

with: M : mass matrix, K : stiffness matrix of the diagnostic model and, the force vector $f = [0, \dots, 0, 1, 0, \dots, 0]^T$, where the excitation is in the same direction as the measurement. The next step is to build the error function ε_6 for the FRF adaptation process:

$$\varepsilon_6 = \sum_i \sum_j |h_{i,j}^S - h_{i,j}^D|. \quad (5)$$

Here the number of used DOF's of the diagnostic model is j and the number of updated FRF points is i . The number of selected points of the FRF depends on the complexity of the structure of the system.

3 THE DAMAGE DETECTION PROCEDURE

The goal of the damage detection procedure is to identify the damage of a real system by vibration measurements. The damage detection process is based on adaptation of the diagnostic model to the dynamical properties of the real damaged structure, see figure 1. The damage can be described by the difference of the design parameters of the diagnostic model $D: \mathbf{x}^D$ and the adapted diagnostic model $U: \mathbf{x}^U$.

For complex systems the damage detection task is an adaptation procedure in two steps. In the first step the natural frequencies of the diagnostic model D will be adapted to those of the damaged system F . In the second step the FRF's of the adapted diagnostic model will be adapted to the real measured FRF's of the damaged system F . The design vector \mathbf{x} for the damage detection procedure now contains only the stiffness parameters of the diagnostic model. This is because of the expected crack has no influence on the mass and the location of the model elements.

4 EXAMPLE OF THE PROCEDURE WITH A CRANKSHAFT

The diagnostic model creation procedure and the damage detection procedure shall be shown on an example of a crankshaft of a VW engine. The crankshaft is shown in figure 3. It has a mass of 15,74 kg and a length of 430 mm. The diameter of the main bearings is 54 mm and the diameter of the connecting rod bearings is 48 mm. The damage is a cut of 5 mm depth.



Figure 3: Crankshaft and the damage position

The diagnostic model is built by 25 beam and 8 mass elements. The design vector \mathbf{x} for the diagnostic model contains 148 elements. These 148 elements are:

- 8 masses of the 8 mass elements,
- 17 masses of the 25 beam elements (8 masses of the beam elements are set to zero),
- 48 variables to define the position of the 26 nodes (the first and the last node is fixed) and
- 75 variables to define the stiffness of the 25 beam elements.

The layout of the diagnostic model is shown in figure 4.

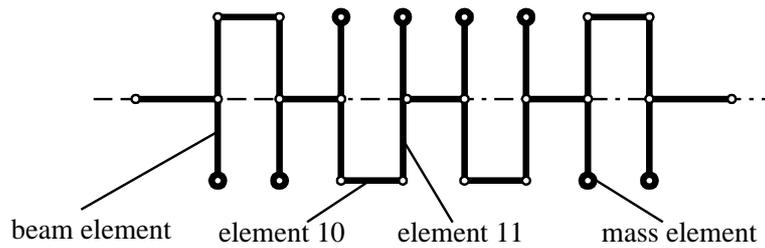


Figure 4: The diagnostic model for the crankshaft

For the crankshaft it is necessary to work with all four steps of the diagnostic model creation procedure. The first problem is to find a qualified initial design for the diagnostic model which has the correct sequence of natural modes and which does not change them during the FRF adaptation process. The final errors of the diagnostic model D after the FRF adaptation are shown in table 1.

Table 1: The precision of the diagnostic model after the FRF adaptation

physical properties	error of adaptation
total mass	$\varepsilon_1 < 5,0 \cdot 10^{-4}$
position of centre of mass	$\varepsilon_2 < 5,0 \cdot 10^{-4}$
used elements of tensor of inertia	$\varepsilon_3 < 5,0 \cdot 10^{-4}$
first 6 natural frequencies	$\varepsilon_4 < 5,1 \cdot 10^{-4}$
first 6 natural modes (MAC values %)	$85,2 < \varepsilon_5 < 96,1$
8 selected points of FRF	$\varepsilon_6 < 1,5 \cdot 10^{-5}$

The result of the FRF adaptation is shown in figure 5. The vertical lines in figure 5 represent the frequency points where the FRF's of the diagnostic model are adapted to the measured FRF's of the real system.

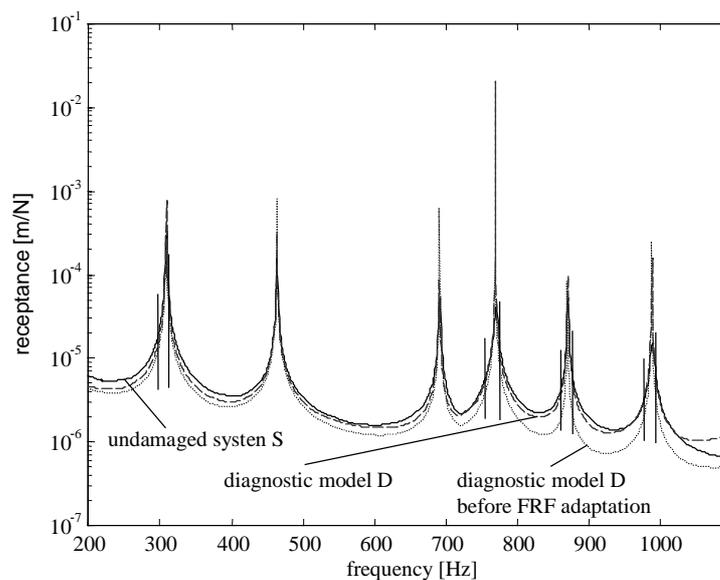


Figure 5: Adaptation of the sum of FRF's of the diagnostic model

The crankshaft is damaged by a cut on the bearing's right side which is represented by the connecting of the elements 10 and 11 of the diagnostic model. The damaged bearing has a diameter of 48 mm and the cut has a depth of 5 mm. The maximum difference for the first six measured natural frequencies is 2 %. The difference of the FRF sum between the undamaged and the damaged crankshaft is shown in figure 6.

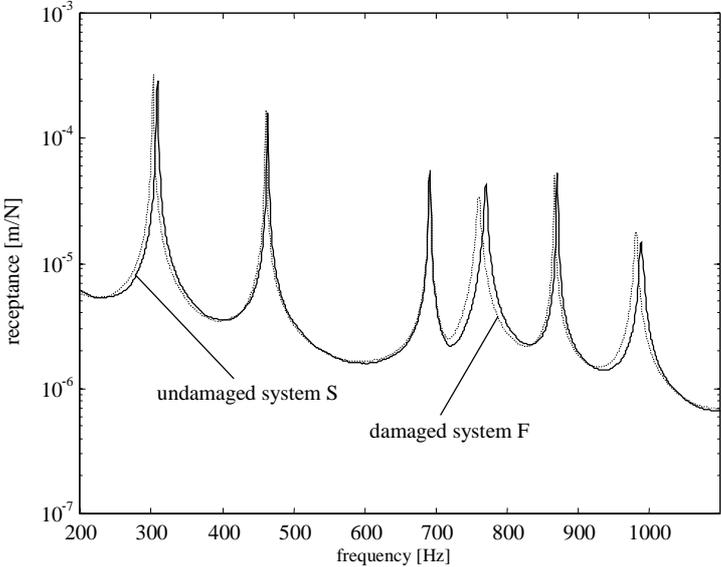


Figure 6: FRF sum difference between the undamaged and damaged system

The damage detection is done in two steps. In the first step the first six natural frequencies of the diagnostic model are adapted to the natural frequencies of the damaged crankshaft. In the second step 12 FRF points of the model are adapted to the measured FRF's. The vertical lines in figure 7 represents the 12 FRF adaptation points. The design variables x in the damage detection procedure are 75 stiffness parameters.

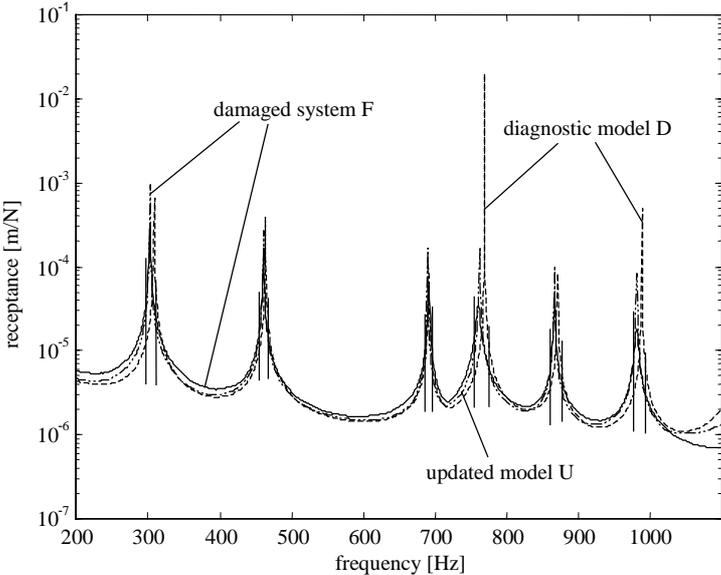


Figure 7: FRF sum adaptation of the damaged model U

Comparing the resulting design vector \mathbf{x}^U with the design vector \mathbf{x}^D of the diagnostic model the damage can be found clearly. on element 11. The most affected stiffness parameter is a bending parameter of element 11 with an amount of -12,7 % comparing the diagnostic model D with the updated diagnostic model U . The next highest difference is -2,8 %. The quality of the FRF adaptation is shown in figure 7.

5 CONCLUSION

The introduced diagnostic model is both, a dynamical highly correct model and a highly condensed one. The diagnostic model will be found in a hierarchical optimization procedure in which the model behaviour will be adapted to chosen dynamical properties of the real system. The basis for this adaptation are real measurements of the original system. The damage detection is based on this diagnostic model.

The procedure is shown by using the measurements of a crankshaft from a VW engine. It is possible to adapt the diagnostic model to the crankshaft's behaviour with a very small error concerning dynamical properties. After the generation of a diagnostic model a cut with a depth of 5 mm was made on a connecting rod bearing of the real crankshaft. The damage detection procedure is able to identify the introduced damage very clearly.

Acknowledgement

This work was supported by DAAD, Germany and CAPES, Brasil.

6 REFERENCES

- [Doebbling et al, 1998] Doebbling, Scott W.; Charles R. Farrer; Michael B. Prime. "A Summary Review of Vibration-Based Damage Identification Methods". The Shock and Vibration Digest, Vol. 30, No. 2, March 1998: 91-105.
- [Eschenauer et al, 1990] Eschenauer, H.; Koski, J.; Osyczka, A. "Multicriteria Design Optimization". Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1990.
- [Müller-Slany, 1992] Müller-Slany, H.H. "Ein Beitrag zur Lösung von Vektoroptimierungsaufgaben bei der Generierung angepaßter Punktmassensysteme durch hierarchische Skalarisierung". Festschrift zum 80. Geburtstag von Prof. Dr. Kurt Magnus. Institut B für Mechanik, TU München, 1992: 57-66.
- [Müller-Slany, 1993] Müller-Slany, H.H. "A Hierarchical Scalarization Strategy in Multicriteria Optimization Problems". In: Brosowsky, B. et al. „Multicriteria Decision“. Peter Lang, Frankfurt am Main, 1993: 69-79.
- [NAG17] Nag Library Mark17, NAG LTD, Jordan Hill Road, Oxford, OX2 8DR, UK, 1997.
- [Pereira, 1996] Pereira, J.A. "Structural Damage Detection Methodology using a Model Updating Procedure based on Frequency Response Functions – FRF(s)". Tese de Doutorado, Univ. Estadual de Campinas, Faculdade de Eng. Mecânica, Campinas, 1996.

PROTÓTIPO DE UM SENSOR CAPACITIVO AUTOMÁTICO PARA MONITORAR A UMIDADE DO SOLO

Anaximandro Rende

Milton Biage

Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Mecânica, Av. João Naves de Ávila 2160, Campus Santa Mônica, Uberlândia, MG, 38400-902, Brasil, E-mail: arende@mecanica.ufu.br

Resumo

A adoção de tecnologia é uma imposição inquestionável à atividade agrícola. Este trabalho tem como objetivo caracterizar um sensor de umidade capacitivo, utilizado para monitorar a umidade do solo. São avaliados sensores capacitivos com dielétricos construídos com pedra pomes ($R_d = 0,4$ e $R_d = 0,8$) e amostra de solo ($R_d = 0,8$ e $R_d = 1,0$), sendo o parâmetro R_d um fator geométrico que relaciona a distância entre as placas do capacitor e o raio das mesmas. Os sensores são instalados em recipientes de PVC, preenchidos com solo. O conjunto é umedecido por capilaridade e submetido a secagem lenta e natural. As leituras são tomadas diariamente. São obtidas curvas que relacionam a capacitância elétrica do sensor com a umidade presente no solo. Os ensaios são realizados em três solos diferentes. Os resultados permitem inferir que os sensores com maiores dimensões apresentam maior sensibilidade quando comparados com os sensores menores.

Palavras-chave: Sensores capacitivos, Instrumentação agrícola, Umidade do solo.

1.INTRODUÇÃO

A irrigação é necessária para o desenvolvimento de várias culturas agrícolas, em locais onde a disponibilidade de água é precária. O uso da água deve ser otimizado, de modo que a cultura tenha somente o suficiente para o seu crescimento, com o mínimo desperdício. Mesmo nas áreas onde há abundância de água, os elevados custos dos fertilizantes e da mão de obra estão fazendo com que o agricultor procure maneiras de melhorar a eficiência da irrigação agrícola (Carter & Conway, 1984).

Um dos aspectos da irrigação que tem recebido o interesse de todos é o que se refere ao tempo de sua utilização e a quantidade de água a ser aplicada. Muitos agricultores aplicam irrigações sem conhecer as necessidades reais da cultura (Dantas & Rao, 1994). Este fato tem ocasionado impactos ambientais adversos ao solo, à disponibilidade e qualidade da água, à saúde pública, à fauna e a flora, e alguns casos, às condições sócio-econômicas da população local. Portanto é necessário quantificar, com precisão, a magnitude do impacto ambiental ocasionado pela irrigação, para que possa ser considerado na execução e manejo dos projetos (Bernardo, 1998).

A determinação da umidade nos solos (ao nível das raízes) pode ser realizada através de dois métodos básicos. O primeiro é um processo de transformação direta, no qual, por exemplo, o solo é pesado e seco, quantificando-se a umidade propriamente dita. Geralmente

são utilizados métodos laboriosos em laboratórios, o que vem a ser uma limitação quando se deseja melhorar a operacionalidade de um sistema de irrigação. No segundo, relaciona-se a variação de uma grandeza física (pressão, resistência elétrica, capacitância elétrica, por exemplo) com a variação da umidade que se quer determinar.

O sensor de umidade desenvolvido e caracterizado para esta finalidade, é constituído basicamente por um conjunto de duas placas condutoras, separadas por um dielétrico. A capacitância pode ser definida, desde que a área das placas do capacitor seja muito maior que a distância entre as mesmas, como sendo (Hayt, 1983):

$$C = \frac{\epsilon A}{d} \quad (1)$$

onde ϵ é a permissividade elétrica do meio, A é a área da placa do capacitor e d é a distância entre as placas do capacitor.

Através da Eq. 1, é possível inferir que a capacitância depende exclusivamente do meio dielétrico existente entre as placas do capacitor e das dimensões do mesmo. Neste trabalho, utilizou-se a variação do meio dielétrico presente entre as placas do capacitor para monitorar a variação do teor de umidade no solo.

Assim, a medida que o solo ao redor do sensor torna-se mais úmido, o meio poroso que compõe o dielétrico absorve uma determinada quantidade de água, proporcional à umidade presente no substrato, até atingir-se a condição de equilíbrio. Analogamente, quando o solo torna-se mais seco, o meio dielétrico perde água em função da umidade presente ao redor do sensor. Este comportamento deve-se ao fato de que a água, como qualquer matéria da natureza tende, espontaneamente, a assumir um estado mínimo de energia, procurando equilíbrio com o meio ambiente. No solo, o movimento hídrico é caracterizado pela movimentação da água de uma região saturada (elevado potencial) para uma região seca (baixo potencial), sempre em busca de um nível de energia inferior (Reichardt, 1985).

Portanto, ao se atingir a condição de equilíbrio, a capacitância pode ser considerada como um indicador do teor de água no solo. Entretanto, o valor de umidade do solo deve ser obtido a partir de uma curva de calibração, visto que, o equilíbrio entre o sensor e o solo é o equilíbrio existente entre os potenciais matriciais e não entre os teores de umidade (Gomide, 1998). Como solos diferentes possuem diferentes curvas de retenção de água, existem diferenças entre as curvas que relacionam a resposta elétrica do sensor com o teor de umidade em diferentes solos (Rende, 1999).

O objetivo deste trabalho é caracterizar o comportamento de sensores de umidade capacitivos, construídos com diferentes dielétricos e dimensões, para o monitoramento da umidade de solos irrigados.

2. SENSOR DE UMIDADE CAPACITIVO

Para realizar os ensaios experimentais, foram construídos diferentes tipos de sensores. Utilizou-se chapas de cobre com 2 mm de espessura, cortadas em diâmetros pré-estabelecidos, originando-se assim as placas do capacitor. Como material poroso, compondo o dielétrico do sensor, utilizou-se amostra do próprio solo (Fig. 1a) e pedra pomes (Fig. 1d). Nos sensores construídos com dielétrico de amostra de solo utilizou-se uma variação quanto a posição dos segmentos de tecnil nas placas do capacitor. Nos sensores de maiores dimensões foram utilizados quatro segmentos de tubos de tecnil (Fig. 1b), e nos sensores menores, três segmentos de tecnil (Fig. 1c).

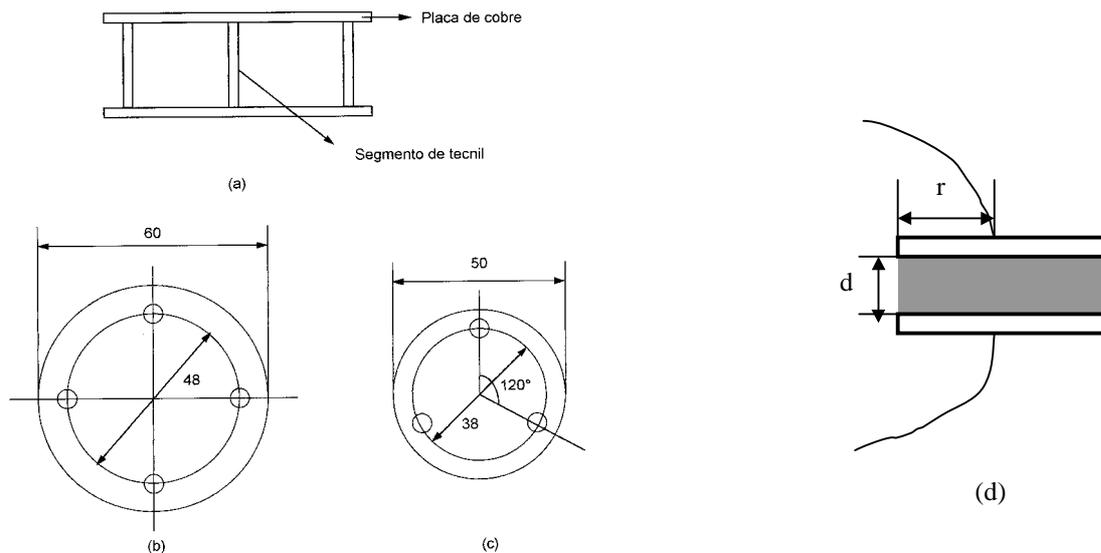


Figura 1. Diagrama esquemático ilustrando a geometria dos sensores.

Na Tabela 1 são mostradas as principais características de cada sensor construído. Nesta tabela, o parâmetro R_d é definido como sendo a razão existente entre a dimensão da distância entre as placas do capacitor e o raio das mesmas (Eq. 2).

$$R_d = \frac{d}{r} \quad (2)$$

onde d é a distância entre as placas do capacitor e r o raio das mesmas.

Tabela 1. Principais características dos sensores construídos

Sensor	Dielétrico	Raio (r) - (mm)	Distância (d) - (mm)	$R_d = d/r$
1	Pedra pomes	12,5	5	0,4
2	Pedra pomes	25,0	20	0,8
3	Amostra de solo	25,0	20	0,8
4	Amostra de solo	30,0	30	1,0

Este parâmetro, R_d , permite analisar a influência da geometria dos sensores capacitivos sobre o comportamento dos mesmos. Assim, as variações estabelecidas nas dimensões dos sensores tem como objetivo permitir que os resultados sejam comparados e avaliados, verificando-se as influências do aspecto geométrico sobre o comportamento do meio dielétrico do sensor.

Um outro ponto a ser considerado com relação a utilização de um capacitor como sensor de umidade de solo, trata-se da necessidade de que o sensor (capacitor) faça parte de um circuito elétrico, onde as variações da capacitância, devidas à alteração da quantidade de água presente no solo, sejam refletidas em valores de tensão elétrica.

Na Fig. 2 é representado o circuito elétrico equivalente utilizado nos ensaios. Neste circuito R_m representa um divisor de tensão, cujo valor foi fixado em 470 K Ω ; R_s é a resistência associada ao capacitor; C_{pm} é a capacitância do meio poroso, sendo o seu valor constante; C_s é a capacitância do líquido presente no interior do meio poroso do sensor, que é função da umidade do sensor.

O circuito foi alimentado por meio de corrente alternada (AC), com uma fonte senoidal de amplitude de 9 volts e frequência de excitação de 2KHz. Com a utilização desta frequência obtém-se a máxima excitação do sensor, sem que ocorra atenuação do sinal do mesmo (Rende & Biage, 2000).

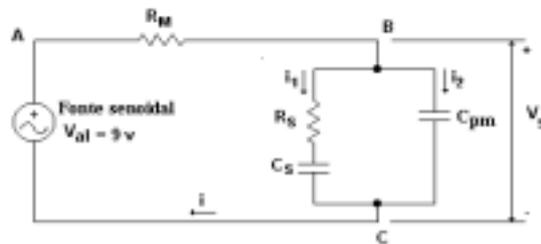


Figura 2. Circuito de alimentação do sensor

3. CARACTERIZAÇÃO DO SENSOR DE UMIDADE CAPACITIVO

Para avaliar e caracterizar o desempenho dos sensores em diferentes condições de operação foram realizados ensaios em solos que apresentavam texturas distintas (Tabela 2).

Tabela 2. Resultados da análise de textura de três solos da Bacia do Bom Jardim, no município de Uberlândia – MG.

Solo	Areia Grossa	Areia fina	Silte	Argila
A	51	36	01	12
B	23	26	04	47
C	06	06	09	79

O método utilizado neste experimento foi semelhante ao descrito por Rende e Biage (2000). Consistiu em enterrar o sensor em um recipiente de PVC, preenchido com solo seco em estufa 105° - 110°C. O conjunto foi então umedecido com água por capilaridade por um período de 24 horas, até atingir a saturação, sendo, então colocado sobre um suporte para que ocorresse o processo de secagem. As leituras de tensão do sensor foram diárias, sendo utilizado um osciloscópio Tektronix de 200 MHz. O conjunto também foi pesado diariamente. Para tanto, utilizou-se uma balança eletrônica com resolução de 0,01 grama. A determinação do teor de umidade do solo foi determinado através da Eq. 3.

$$U\% = \frac{P_1 - P_2}{P_2 - P_3} \times 100 \quad (3)$$

onde U% é a porcentagem de umidade com base em peso seco, P₁ é o peso da amostra úmida, P₂ o peso da amostra seca e P₃ o peso do recipiente. O peso da amostra seca foi obtido antes do início de cada ensaio. Em cada experimento, o sensor foi pesado para que o seu peso pudesse ser desconsiderado nos resultados.

Para analisar o desempenho do sensor ensaiado, verificou-se a variação da capacitância elétrica com o teor de umidade do solo. A capacitância foi calculada a partir da Eq. 4, definida como:

$$C = \frac{1}{2\pi f Z_c j} \quad (4)$$

onde C é a capacitância elétrica, f a frequência de excitação do circuito em Hertz e Z_c é a impedância do circuito.

Com os dados obtidos, construiu-se as curvas para cada tipo de solo e sensor ensaiado, relacionando-se o teor de umidade com a capacitância do sensor. Os resultados experimentais obtidas são apresentadas a seguir.

3.1 Sensor com dielétrico de pedra pomes

No primeiro experimento, utilizou-se o sensor 1 instalado nos três tipos de solos. Com o objetivo de verificar a influência do fator geométrico no comportamento do sensor, também foram realizados ensaios com o sensor 2.

Segundo os resultados apresentados por Rende (1999), é possível inferir que a variação da tensão no sensor deve-se quase que exclusivamente ao potencial matricial. Este fato concorda com a teoria, visto que sensores capacitivos quando instalados no solo entram em equilíbrio com o potencial matricial do solo e não com o teor de umidade presente no solo.

Para melhor analisar o desempenho dos sensores testados, verificou-se a variação da capacitância elétrica do sensor com a umidade do solo. Os resultados são apresentados na Fig.3. Verifica-se que somente nos ensaios conduzidos em areia quartzosa há uma relação quase linear entre a capacitância e o teor de umidade presente no solo, como sugerido pela Eq. 1. Este comportamento, deve-se ao fato de que, em solos arenosos onde há predominância de água livre, a constante dielétrica que é medida pela capacitância, é diretamente proporcional ao conteúdo de água presente no solo (Gomide, 1998).

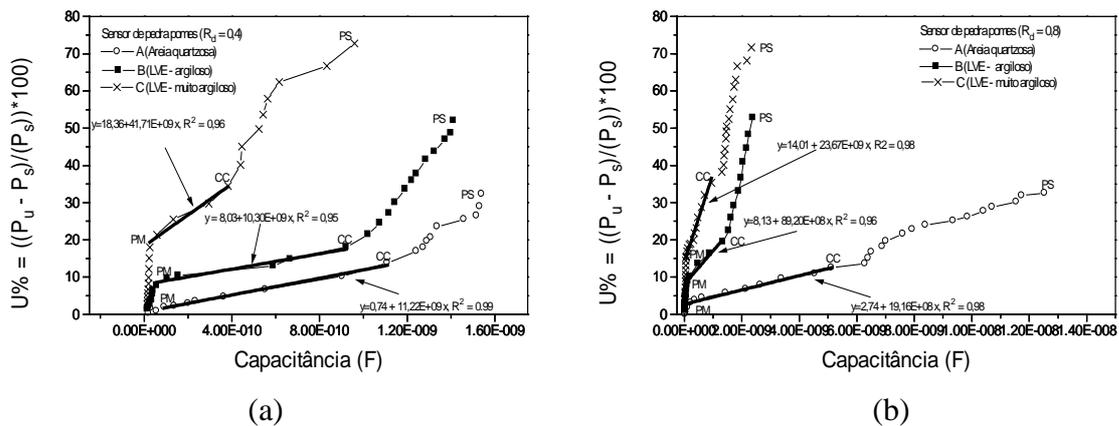


Figura 3. Relação entre a capacitância e a porcentagem de umidade com base em peso seco presente no solo para o sensor construído com dielétrico de pedra pomes. (a) $R_d = 0,4$ e (b) $R_d = 0,8$. (PS = Ponto de Saturação, CC = Capacidade de Campo, PM = Ponto de Murcha Permanente)

Um outro ponto a ser considerado é que nas curvas apresentadas na Fig. 3, no intervalo compreendido entre a capacidade de campo (CC) e o ponto de murcha permanente (PM), a relação entre a capacitância e o teor de umidade presente no solo é linear. Esta região constitui a de maior interesse para a agricultura, pois, é neste intervalo que se situa a água disponível para o desenvolvimento das plantas. Considerando este fato, pode-se afirmar que os sensores capacitivos são adequados para monitorar o teor de umidade presente no solo em um dado instante, devido a ele apresentar uma relação linear entre a capacitância fornecida pelo sensor e o teor de umidade no solo na região útil, na qual há necessidade de controlar a disponibilidade de água para o perfeito desenvolvimento das plantas.

Nesta região, além da vantagem da resposta do sensor ser linear, também, este apresenta uma boa sensibilidade. Quando se tem uma curva de calibração que relacione o sinal de entrada, V_{sensor} ou capacitância, com o sinal de saída, porcentagem de umidade, como apresentado na Fig.3, a sensibilidade do instrumento pode ser definida como sendo a inclinação da curva de calibração (Doebelin, 1983). Isto é:

$$S = \frac{\Delta q_o}{\Delta q_i} \quad (5)$$

onde S é a sensibilidade, Δq_o é a variação do sinal de saída e Δq_i é a variação do sinal de entrada.

Portanto ao se observar as curvas apresentadas na Fig. 3, no intervalo entre a capacidade de campo e o ponto de murcha permanente, tem-se que a inclinação da reta para a região é dada por $dU\%/dC$, onde $dU\%$ representa a variação do sinal de entrada do sensor e dC é a variação do sinal de saída do sensor. Contudo a sensibilidade do sensor é dada como sendo $dC/dU\%$, assim tem-se que:

$$S = \frac{1}{dU\%/dC} \quad (6)$$

Através da Eq. 6 é possível calcular a sensibilidade dos sensores. As sensibilidades são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3. Sensibilidade dos sensores de pedra pomes na região entre a capacidade de campo (CC) e o ponto de murcha permanente (PM)

Sensor	R_d	S em areia quartzosa	S em solo argiloso	S em solo muito argiloso
1	0,4	0,89E-10	0,91E-10	0,24E-10
2	0,8	5,22E-10	1,12E-10	0,42E-10

Como pode ser observado através da Tabela 3, o sensor 1 apresentou sensibilidades aproximadamente iguais em areia quartzosa e em solo argiloso, e uma menor sensibilidade em solo muito argiloso. Através destes resultados é possível verificar que a sensibilidade deste sensor não é função única e exclusiva do teor de umidade do solo, pois, no intervalo compreendido entre CC e PM, a quantidade de água presente é sensivelmente mais elevada no solo muito argiloso, quando comparada com o solo argiloso e a areia quartzosa.

A sensibilidade do sensor está relacionada com a água livre presente no solo. Devido a polaridade da molécula de água, esta tende a ser atraída pelas partículas de argila presente no solo, e conseqüentemente, há uma competição pela água entre o solo e o sensor (Brady, 1989). Em solos arenosos, no caso em estudo a areia quartzosa, esta competição é minimizada, e conseqüentemente há o predomínio de água livre nestes solos, o que resulta em uma maior sensibilidade do sensor.

As sensibilidades obtidas com o sensor 2, apresentaram maiores valores para o solo de areia quartzosa e diminuem a proporção em que o solo torna-se mais argiloso. Este fato é mais evidente que o observado pelo sensor 1.

Outro fator importante a ser considerado, trata-se de que os sensores construídos com dielétrico de pedra pomes com $R_d = 0,8$, apresentam uma maior sensibilidade nos três tipos de solos utilizados, quando comparados com o sensor de pedra pomes com $R_d = 0,4$.

Isto deve-se ao fato do sensor de pedra pomes com $R_d = 0,4$, apresentar um comportamento do campo elétrico com características quase tridimensionais, devido a pequena razão existente entre a distância das placas do capacitor e o diâmetro das mesmas, induzindo um efeito de bordas no comportamento do sensor, que, intuitivamente, pode ser significativo. Assim, conjectura-se que o sensor 2, apresenta dimensões adequadas para um sensor capacitivo, cujo comportamento apresenta características bidimensionais.

3.2 Sensor com dielétrico de amostra de solo

Neste segundo grupo de ensaios, utilizou-se sensores construídos com dielétrico de amostra de solo, os quais foram constituídos em cada experimento pelo próprio solo a ser analisado. Por exemplo, nos ensaios conduzidos em areia quartzosa, utilizou-se como dielétrico do sensor a própria areia quartzosa. Foram testados os sensores 3 e 4.

Na Fig. 4, são plotados os gráficos que relacionam a porcentagem de umidade com base em peso seco do solo e capacitância elétrica dos sensores.

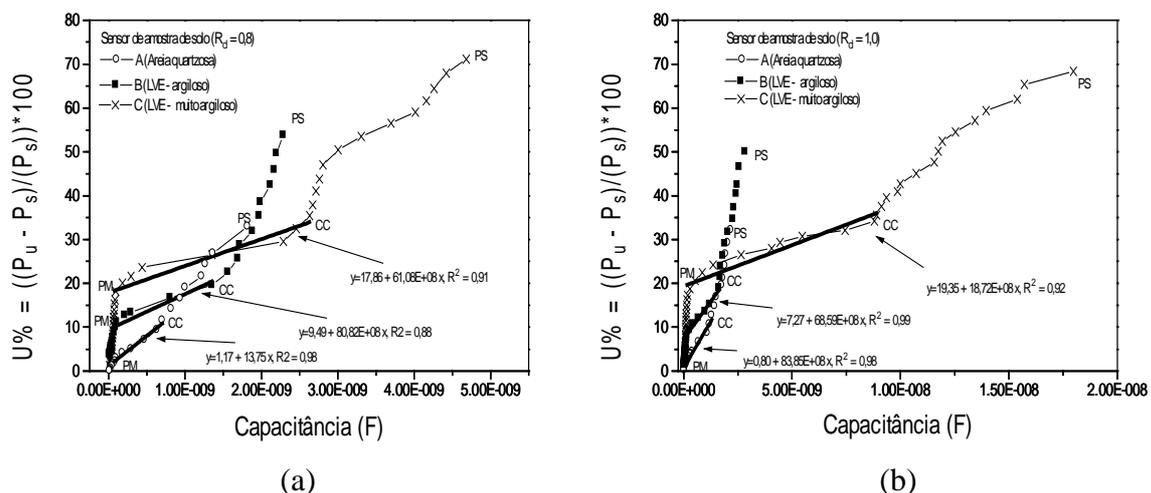


Figura 3. Relação entre a capacitância e a porcentagem de umidade com base em peso seco presente no solo para o sensor construído com dielétrico de pedra pomes. (a) $R_d = 0,4$ e (b) $R_d = 0,8$. (PS = Ponto de Saturação, CC = Capacidade de Campo, PM = Ponto de Murcha Permanente)

Considerando-se as inclinações dadas pelas curvas de ajuste para a região entre o ponto de capacidade de campo (CC) e ponto de murcha permanente (PM), e utilizando-se a Eq. 6, obtém-se as sensibilidades apresentadas pelo sensores de amostra de solo. As sensibilidades dos sensores são apresentadas na Tabela 4.

É possível observar pela Tabela 4, que os sensores apresentam maior sensibilidade nos ensaios conduzidos em solo muito argiloso e diminui gradualmente quando os solos se tornam mais arenosos. Como já evidenciado anteriormente, na região compreendida entre CC e PM, a sensibilidade do sensor é determinada pela água livre presente no solo, que é menor em solos com elevados teores de argila. Mas esta consideração é válida quando são utilizados sensores construídos com dielétricos de meios porosos diferentes do solo, como por exemplo pedra pomes. Neste caso há competição pela água presente no solo entre o sensor e o próprio solo. Esta competição é mais acentuada em solos com elevados teores de argila, com conseqüente diminuição da sensibilidade do sensor.

Quando utilizados sensores com dielétricos de amostras do próprio solo, esta competição é inexistente e portanto devido a maior presença de água no sensor de solo muito argiloso, este apresenta uma maior sensibilidade quando comparado com os demais.

Tabela 4. Sensibilidade dos sensores de amostra de solo na região entre a capacidade de campo (CC) e o ponto de murcha permanente (PM).

Sensor	R_d	S em areia quartzosa	S em solo argiloso	S em solo muito argiloso
3	0,8	0,73E-11	1,24E-10	1,64E-10
4	1,0	1,16E-10	1,46E-10	5,34E-10

De modo semelhante aos sensores de pedra pomes, estes sensores de amostra de solo apresentaram maiores sensibilidades com o aumento do fator R_d . A argumentação para tal comportamento é a mesma apresentada anteriormente para os sensores de pedra pomes, relacionada com as características geométricas destes. Portanto, no caso do sensores de dielétrico de amostra de solo com $R_d = 0,8$, os efeitos de bordas são mais significativos, diminuindo a homogeneização na distribuição do teor de água no sensor, mascarando, assim, a sensibilidade do sensor, pois existe uma maior interferência na relação entre o teor de água no solo e a capacitância. Este efeito é menos significativo quando os sensores apresenta R_d maiores.

Com base nos resultados obtidos, pode-se inferir que os sensores capacitivos testados neste trabalho, podem ser utilizados com sucesso no monitoramento da umidade do solo, sendo necessário para tanto, o levantamento de curvas de calibração específica para cada tipo de solo.

Como já mencionado, a utilização de métodos que relacionam uma grandeza física, no caso a capacitância, com a variação da umidade que se deseja determinar apresenta algumas vantagens em relação aos outros métodos existentes. Estes procedimentos permitem o monitoramento em tempo real da umidade do solo, e também possibilitam a determinação da água que está prontamente disponível para o desenvolvimento das plantas.

4. CONCLUSÕES

Desenvolveu-se este trabalho com o intuito de compreender o funcionamento de sensores capacitivos construídos com diferentes dielétricos. Foram levantadas curvas que relacionam a capacitância dos sensores em função da porcentagem de umidade com base em peso seco presente no solo, para três tipos de solos e para sensores com diferentes dielétricos e características geométricas. Estas curvas permitiram obter as sensibilidades dos sensores e os intervalos de teor de umidade do solo que os sensores possuem um comportamento linear.

Todos os sensores, independente do meio dielétrico utilizado e de sua dimensão, apresentaram uma relação linear entre a capacitância elétrica fornecida pelos sensores e os teores de umidade do solo, no intervalo compreendido entre a capacidade de campo (CC) e o ponto de murcha permanente (PM). Nesta região, os sensores de maiores dimensões apresentaram maiores sensibilidades, quando comparados com os menores.

Outro aspecto importante que os resultados permitiram inferir, é que, a sensibilidade dos sensores de pedra pomes é determinada pela água livre presente no solo, que pode ser considerada função da presença de argila no solo. Este fato é válido somente quando são utilizados sensores construídos com dielétricos de meios porosos diferentes do solo. Neste caso há competição pela água presente no solo entre o sensor e o próprio solo, sendo mais acentuada em solos com elevados teores de argila, com conseqüente diminuição da sensibilidade do sensor.

Também é importante salientar que o comportamento dos sensores capacitivos é característico para cada tipo de solo, sendo necessário levantar uma curva de calibração específica para cada solo.

5. REFERÊNCIAS

- Bernardo. S., 1998, "Irrigação e produtividade", Anais do XXVII Congresso Brasileiro de Engenharia Agrícola, Poços de Caldas, MG, Brasil, pp. 117-132.
- Brady, N. C., 1989, "Natureza e propriedades dos solos" – 7ª ed., Rio de Janeiro, Freitas Bastos. 878 p.
- Carter, V. H. e Conway, S., 1984, "Como predizer datas e dados sobre a irrigação com medidor de umidade de partículas de nêutrons", ITEM – Irrigação e Tecnologia Moderna, 18 : 14-20.
- Dantas, R., T. e Rao, T., V., R., 1994, "Monitoramento da deficiência hídrica na cultura do milho com o termômetro infravermelho", Pesq. Agropec. Bras. Brasília, v. 29, nº 11, pp. 1743-1749.
- Doebelin, O., E., 1983, "Generalized performance characteristics of instruments", In: Measurement systems: Application and design, - 3º ed. McGraw-Hill, pp. 37-210.
- Gomide, R. L., 1998, "Monitoramento para o manejo da irrigação: instrumentação, automação e métodos", Anais do XXVII Congresso Brasileiro de Engenharia Agrícola, Poços de Caldas, MG, Brasil, pp. 133-216.
- Hayt, W., H., Jr., 1983, "Eletromagnetismo", 3ª ed. Rio de Janeiro: LTC – Livros Técnicos e Científicos Editora Ltda.
- Reichardt, K., 1985, "Processos de transferência no sistema solo-planta-atmosfera", - 4ª ed., Campinas, Fundação Cargill, 445 p.
- Rende, A. e Biage, M., 2000, "Characterization of capacitive sensors for measurements of the humidity in irrigated soils". Revista Brasileira de Ciências Mecânicas. In print.
- Rende, A., 1999, "Desenvolvimento de um protótipo para monitorar a umidade do solo: qualificação do comportamento de um sensor capacitivo". Tese de Mestrado - Faculdade de Engenharia Mecânica de Uberlândia :UFU, 103 p.

CONTROLE DE VIBRAÇÕES USANDO LÓGICA FUZZY COM REGRAS OTIMIZADAS POR ALGORITMOS GENÉTICOS

Rafael Luís Teixeira

Prof. Dr. José Francisco Ribeiro

Laboratório de Sistemas Mecânico, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Uberlândia
Av. João Naves de Ávila, 2160 – Campus Santa Monica – Cep 38400.089 - Uberlândia, MG, Brasil
E-mails: rafael@mecanica.ufu.br jribeiro@mecanica.ufu.br

Resumo

A Lógica Fuzzy é uma técnica moderna de controle que permite trabalhar com sistemas complexos, não lineares, variantes no tempo e que dispensa o conhecimento preciso dos modelos matemáticos envolvidos. Em contrapartida é indispensável que se tenha um entendimento heurístico do sistema a ser controlado, conhecimento este materializado no conjunto de regras do controlador fuzzy. O estabelecimento do conjunto de regras, que normalmente é construído a partir da experiência do operador (ou usuário) do sistema, é tarefa fundamental no projeto do controlador fuzzy. Este trabalho propõe um método de otimização do conjunto de regras via Algoritmos Genéticos. O procedimento parte de um conjunto inicial de regras e pondera cada regra de acordo com sua importância na minimização de um índice de desempenho arbitrado. Apenas as regras mais importantes são retidas no controlador. Os controladores propostos são avaliados numericamente e experimentalmente no controle de um sistema mecânico vibratório de 1 gdl e os resultados obtidos mostram a potencialidade e a eficiência do método.

Abstract

The fuzzy logic is the technique of modern control for complex, nonlinear and time varying systems. The knowledge of the mathematical models of the plant is not necessary in this technique but the heuristic knowledge of the plant, represented by a set of rules, is necessary. The set of rules, usually built by the expert human, represents the important task for the project of the fuzzy controller. This work proposes an optimization method of the set of rules using Genetic Algorithms (GA's). In the numerical procedure, a set of initial rules is generated and each rule is evaluated by the controller and the best set of rules is used by the fuzzy controller. The proposed fuzzy controller is evaluated numeric and experimentally for the control of a vibratory mechanical system of one degree of freedom and the results show the potentiality and efficiency of the optimization method.

1. INTRODUÇÃO

O controle de sistemas físicos tem evoluído rapidamente nos últimos anos, devido ao uso de controladores digitais através das técnicas de Inteligência Artificial. Os Controladores baseados em Lógica Fuzzy, introduzidos por Lofti A. Zadeh (Universidade da Califórnia – Berkeley) em 1965, é um exemplo disto. Tais controladores aplicam em áreas onde decisões objetivas precisam ser tomadas a partir de um conjunto de informações muitas vezes vagas, imprecisas e não adequadamente quantificadas. Nos sistemas fuzzy as incertezas são expressas em variáveis lingüísticas (Ex: muito, pouco, baixo, forte, fraco, quente, frio, etc). A tecnologia fuzzy é natural e intuitiva na sua formulação, pois tenta imitar o comportamento consciente ou a estratégia de controle de um operador humano. Pode ser aplicada a sistemas lineares e não lineares, é de baixo custo e de fácil implementação, apresentando boas características de robustez a incertezas ou variações paramétricas.

A eficiência dos modelos fuzzy, ou seja, a capacidade de mapeamento entre as entradas e saídas de um sistema, depende da escolha de uma série de parâmetros que definem, entre outras coisas, a natureza dos conjuntos fuzzy envolvidos, o universo de variação das variáveis de entrada e saída, a base de regras empregada, os mecanismos de inferência utilizados, etc. Todavia no projeto de um controlador fuzzy a maior dificuldade está no estabelecimento do conjunto de regras, que normalmente são construídas com base na experiência e intuição de um especialista. Estas regras relacionam as entradas com as saídas e, em sistemas não lineares, variantes no tempo e instáveis, com muitas entradas e muitas saídas, a definição do conjunto de regras se torna uma tarefa não muito trivial e um grande desafio. Uma questão crítica é o grande número de combinações que podem ocorrer no projeto de controladores fuzzy, especialmente quando o sistema apresenta muitas variáveis lingüísticas e muitas funções de pertinência. Quanto maior o número de regras, maior será o tempo computacional de processamento, podendo inviabilizar o uso em tempo real do controlador. Há, portanto, um compromisso entre o número de regras, a velocidade de processamento e o desempenho esperado para o controlador.

Uma técnica que tem sido utilizada com frequência, no intuito de otimização de sistemas, são os Algoritmos Genéticos (AG), cujos conceitos básicos foram desenvolvidos por Holland [1992]. Os algoritmos evolutivos são métodos baseados na seleção natural pela sobrevivência, conforme a teoria de Charles Darwin, que considera na evolução das gerações cruzamentos e mutações. A formulação matemática desta evolução configura o algoritmo genético.

Dentro das perspectivas de que os Sistemas Fuzzy, envolvem variáveis de projeto passíveis de otimização, segundo critérios de desempenho estabelecidos, os AG tem sido empregados como ferramentas de otimização no projeto de controladores fuzzy, tanto otimizando o conjunto de regras, conforme Baitinger *et al.* [1993] e Yván *et al.* [1999], como na escolha ótima das funções de pertinência, segundo Homaifar *et al.* [1995] .

Este trabalho propõe um procedimento que - via algoritmos genéticos - hierarquiza as regras de um controlador fuzzy, de acordo com o grau de importância de cada uma no desempenho do sistema, segundo um critério de desempenho estabelecido. Assim é possível extrair de um conjunto grande de regras um conjunto menor, com as regras mais importantes, facilitando a implementação física do controlador. Este trabalho está assim organizado: na seção 2 são apresentados os fundamentos do algoritmo genético e sua utilização no problema em questão, na seção 3 é apresentado o aparato experimental onde o procedimento proposto é avaliado, na seção 4 são apresentados os resultados dos ensaios realizados e na última seção apresenta as conclusões e desdobramentos.

2. O ALGORITMO GENÉTICO E O CONTROLADOR FUZZY

O controlador fuzzy envolve na sua formulação, a definição de um conjunto de variáveis lingüísticas, relacionadas por operadores lógicos (e/ou) através de sentenças gramaticais (se/então), que configuram as regras do controlador. Um exemplo típico de regra é:

1. **SE** [Deslocamento é *Z*] **E** [Velocidade é *PG*] **ENTÃO** [Controle é *NG*]
2. **SE** [Deslocamento é *NG*] **OU** [Velocidade é *NB*] **ENTÃO** [Controle é *PB*]

A coleção de regras é chamada base de regras. Elas são normalmente constituídas de duas parcelas, uma relacionada a condição **SE**, que é a parte antecedente da regra, e outra a condição **ENTÃO**, que é a parcela conseqüente da regra. As variáveis *Z*, *NG*, *PG*, *NB* e *PB* são variáveis lingüísticas associadas às palavras Zero, Negativo Grande, Positivo Grande, Negativo Grande e Positivo Baixo, respectivamente. Assim, nas regras do controlador fuzzy “os números são substituídos por palavras e as equações por sentenças gramaticais”.

A escolha das variáveis lingüísticas e a forma matemática associadas a estas variáveis (denominadas funções de pertinência), são importantes instrumentos de projeto na construção dos controladores fuzzy. A eficiência destes controladores depende também do mecanismo utilizado na inferência (associados aos conectivos **E** / **OU**) e na forma de agregação de todas as regras para gerar a(s) saída(s) do controlador, segundo Tsoukalas e Uhrig [1997].

Uma das maiores dificuldades no controlador fuzzy, no entanto, é a elaboração das regras e o estabelecimento do número de regras adequadas, para formarem a base de regras do controlador.

Propõe-se neste trabalho uma estratégia de otimização da base de regras usando programação genética. Seja, por exemplo, uma base com 49 regras como mostra a Tabela 01. Para cada campo definido por uma regra atribui-se um peso, que pondera a importância daquela regra dentro do conjunto de regras. O algoritmo genético busca a melhor valor para estes pesos segundo uma função de otimização estabelecida pelo projetista. Cada peso é codificado numa palavra binária de *n* bits, configurando um gene do indivíduo. No exemplo em questão, se cada peso for descrito por uma palavra de 5 bits então o cromossomo terá 245 bits como ilustra na Tabela 1.

Tabela 01 : Base de regras inicial e representação binária do peso de cada regra para formação de um indivíduo

		DESLOCAMENTO												
		NG	NM	NB	Z	PB	PM	PG						
VELOCIDADE	NG	NM	Z	NG	Z	PM	PB	PM	1ª regra	1	1	0	0	0
	NM	PB	PM	PB	PM	PB	PM	PM	2ª regra	1	0	1	0	1
	NB	PB	NG	PM	PM	PB	PB	PM	3ª regra	1	1	1	0	1
	Z	NB	PM	PM	Z	PB	PG	PB	4ª regra	0	0	0	1	1
	PB	NM	PG	NB	PM	PB	PB	PG					
	PM	NM	PB	NG	NM	Z	PB	PB	47ª regra	0	1	0	1	0
	PG	NB	PM	NG	NB	NM	NG	NB	48ª regra	0	1	1	1	1
									49ª regra	0	0	0	0	1
1 cromossomo (1 indivíduo) = 49 genes (49 pesos) = 245 bits (245 alelos)														
													

Portanto o valor inteiro de cada peso varia, neste exemplo, de 0 à 31, correspondendo aos genes [00000] e [11111].

Considerando a base de regras da tabela 01, que foi arbitrada sem nenhuma consideração física preliminar, o algoritmo genético parte de uma população inicial aleatória de indivíduos (cromossomos), isto é, várias palavras de 245 bits, cada um representando um conjunto de pesos diferentes. Cada indivíduo é avaliado segundo a seguinte função do erro quadrático:

$$Erro = \frac{1}{2} \sum_k (\Phi_{AG}(k) - \Phi_{ótimo}(k))^2 \quad (1)$$

onde $\phi_{ótimo}$ é definido pelo projetista, a partir da resposta desejada para o sistema a ser controlado.

Após obter o aptidão (*fitness*) de cada indivíduo, seleciona-se os mais aptos, que são os que minimizam o erro quadrático da Equação 01. Os demais indivíduos são extintos. Com os indivíduos selecionados, escolhe-se ao acaso, n pares de indivíduos para sofrerem cruzamento. Por exemplo, sejam dois indivíduos de 25 bits escolhidos para o cruzamento. A estratégia do algoritmo genético, para cada cruzamento, é escolher aleatoriamente um ponto da palavra binária, para então trocar o material genético entre os indivíduos, como ilustrado na Figura 01. Este novo conjunto de indivíduos serão também avaliados pelo AG.

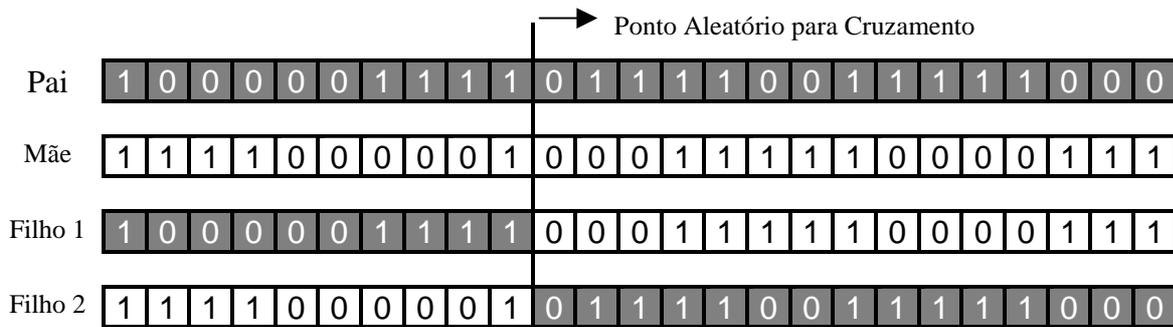


Figura 01. Esquema utilizado pelo Algoritmo Genético para realização dos Cruzamentos

Feito os cruzamento e obtido o aptidão dos descendentes, basta ao algoritmo genético realizar as mutações, com intuito de imitar as leis naturais da teoria da evolução. A mutação ocorre em n indivíduos escolhidos aleatoriamente, e consiste na troca de um ou mais bits (alelos), também escolhido ao acaso. Por exemplo, seja um indivíduo escolhido para sofrer mutação do 4º e 22º alelo (bit). Basta trocar esses alelos, se for 1 troca-se por 0 e vice e versa, conforme mostra a figura 02.

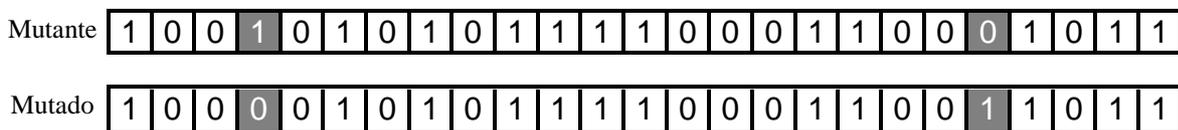


Figura 02. Esquema utilizado pelo Algoritmo Genético para realização das Mutações

Com isso o processo se repete através das gerações sucessivas. Para cada geração é feito a devida seleção natural, os cruzamentos e as mutações.

O procedimento se encerra quando um erro mínimo definido pelo projetista é atingido.

3. O SISTEMA VIBRATÓRIO A SER CONTROLADO

Para testar o procedimento de seleção de regras proposto, foi construído um sistema vibratório com 1 gdl., segundo Abreu *et al.* [1999]. Tal sistema é composto por uma mesa vibratória sujeita à ação de um atuador eletromagnético. A mesa é instrumentada com um sensor de proximidade, que gera informações dos deslocamentos laterais. Estas informações são usadas pelo controlador fuzzy, que gera as ações de comandos. Os sinais de comandos são enviados para um driver de corrente que alimenta um transdutor eletromagnético, que por sua vez, transforma o sinal de entrada em forças eletromagnéticas de controle. O controlador é implementado num microcomputador PC, conforme ilustra a figura abaixo.

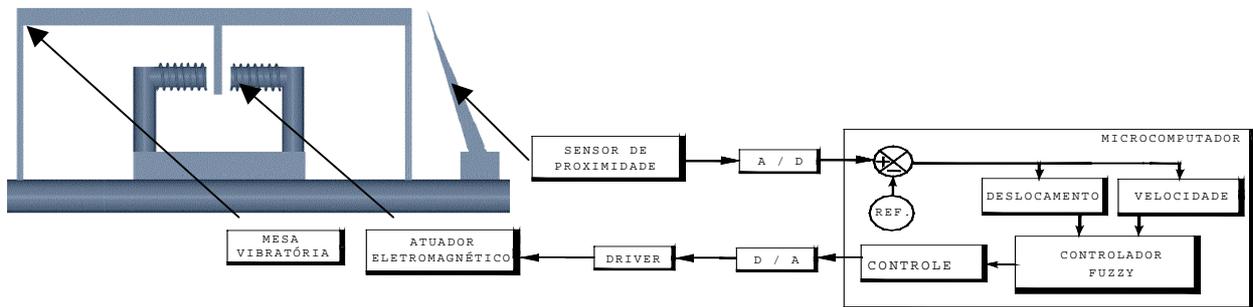


Figura 03: Componentes do sistema vibratório

O problema em questão é introduzir um amortecimento no sistema vibratório utilizando controladores fuzzy. Para tanto definiu-se 7 funções de pertinência, tanto para as 2 entradas (deslocamento e velocidade), como para saída (força de controle), todas representadas por curvas gaussianas. Cada variável de E/S foi classificada em 7 variáveis lingüísticas: Negativo Grande (NG), Negativo Médio (NM), Negativo Baixo (NB), Zero (Z), Positivo Baixo (PB), Positivo Médio (PM) e Positivo Grande (PG). O universo do discurso de cada parâmetro, isto é, o domínio de variação de cada parâmetro, foi escolhido dentro de valores reais permitido para a planta.

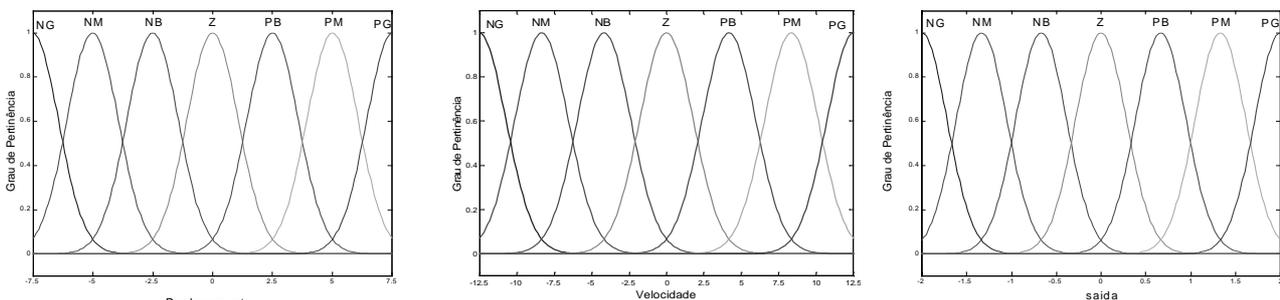


Figura 04. Curvas de Pertinência das entradas e saída do Controlador Fuzzy

O controlador utilizado é do tipo Mandani, onde a Implicação é feita com operador MIN (mínimo dos máximos), a Agregação utiliza o MAX (máximo dos mínimos), e a Defuzzificação é obtida através do cálculo do centróide. A matriz de regras inicial utilizada foi a mostrada na tabela 01. Definido estes conjuntos de variáveis do controlador, utilizou-se o AG, para otimizar o conjunto de regras.

4. RESULTADOS NUMÉRICOS E EXPERIMENTAIS

A estratégia de otimização do AG demanda a seleção da função $\phi_{\text{ótimo}}$. Neste trabalho, adotou-se o perfil que representa o deslocamento desejado de um sistema de 2ª ordem com uma condição inicial dada, ilustrado na Figura 05. Para investigar a convergência foi preciso avaliada Equação 01, para todos os indivíduos de cada geração da evolução. Para isto foi desenvolvido um programa em Matlab, cujo fluxograma é mostrado na figura 05.

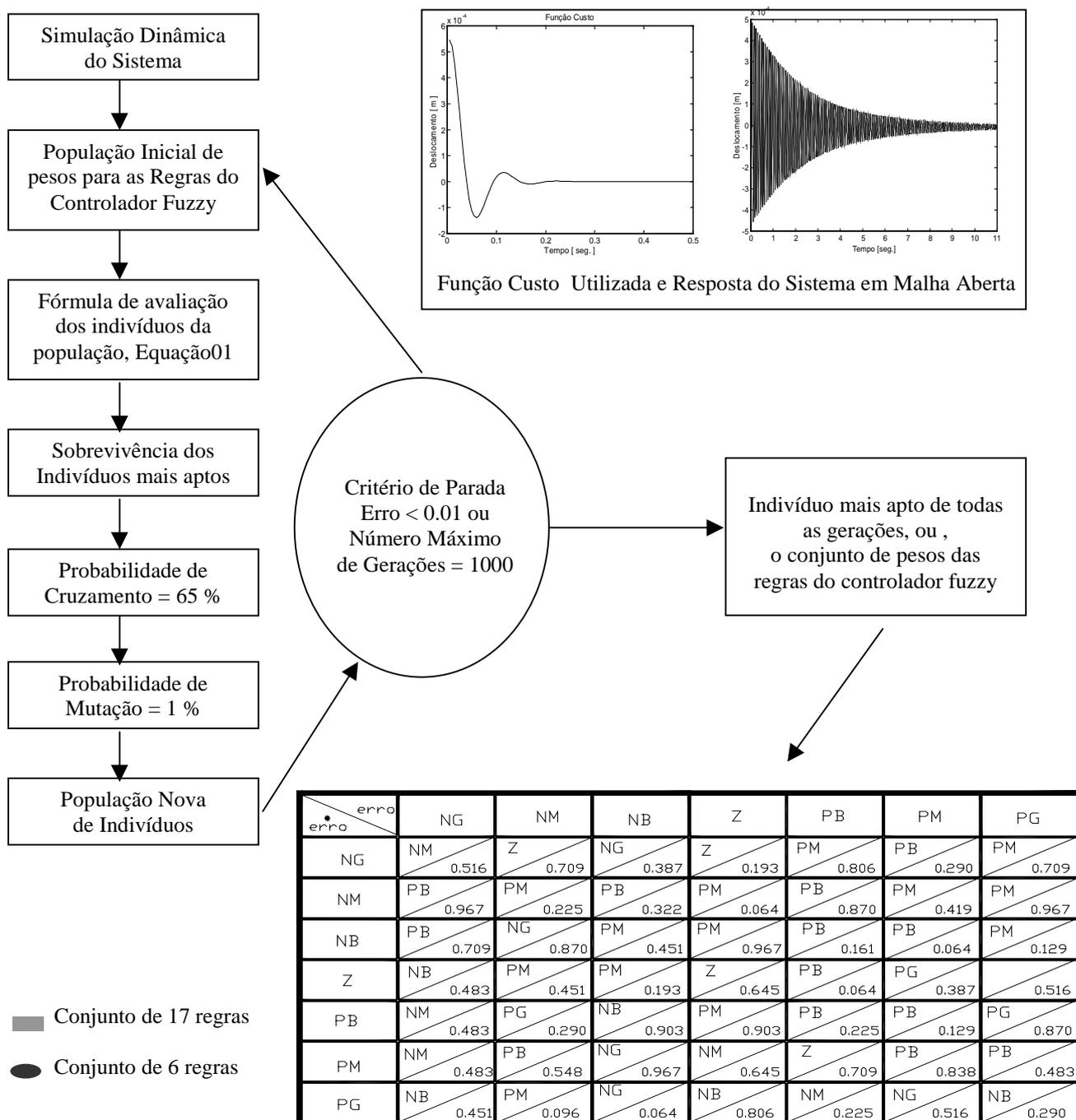


Figura 05: Fluxograma do Algoritmo Proposto, Função Custo e Resposta do Sistema em Malha Aberta e Diagrama das Regras com os Pesos Otimizados

Em posse do conjunto de regras com seus pesos otimizados, foi simulado e ensaiado experimentalmente, o controlador proposto, com diferentes números de regras. Isto é ilustrado na Figura 06.

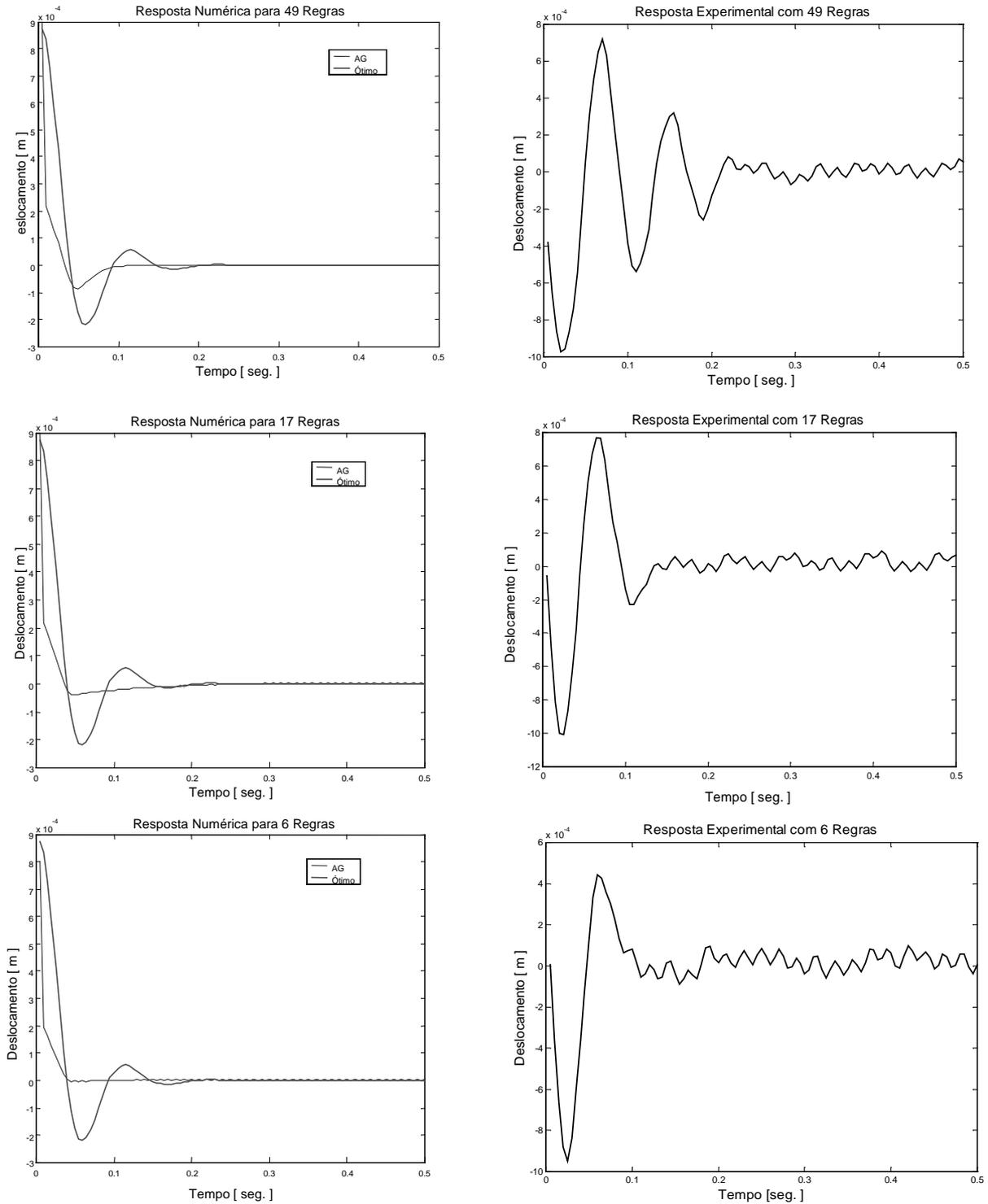


Figura 6 : Resposta Numérico e Experimental para o Controlador Proposto

Faz-se a seguir os comentários dos resultados obtidos.

5. CONCLUSÕES E DESDOBRAMENTOS

A análise das figuras revelam que o objetivo proposto, qual seja, introduzir amortecimento no sistema, foi plenamente satisfeito, o que pode ser comprovado quando se compara os resultados obtidos com a resposta do sistema em malha aberta (Figura 05).

O tempo de acomodação do sistema foi reduzido de 11 seg. para 0.3 seg., para todos conjuntos de regras.

Observa-se a presença de um comportamento ruidoso, nos resultados experimentais, embora de pequenas amplitudes, em regime permanente. Isto já era esperado devido ao ruído do sensor, destacando que a velocidade, por limitação de hardware, foi obtida a partir de um sensor de posição.

Ressalta-se o excelente desempenho com um conjunto de regras relativamente pequeno (6 regras), o que significa em termos práticos economia de memória e aumento de velocidade de processamento.

Outro aspecto importante é que não houve preocupação preliminar em relação ao conjunto inicial de regras, ela foi definida de forma arbitrária. Caso tivesse usado algum conhecimento empírico do problema na construção da base de regras, os resultados poderiam ser ainda melhores dos que foram.

Como perspectiva para um futuro trabalho, pretende-se implementar um controlador fuzzy não somente com as regras otimizadas, mas também otimizando as funções de pertinência.

6. BIBLIOGRAFIA

- Abreu, G. L. C. M., Ribeiro, J. F, *Amortecedores Ativos de Vibrações Baseados em Controladores Fuzzy*, 4o SBAI – Simpósio de Automação Inteligente, SP, pp. 376-381, setembro de 1999.
- Baitinger, U.G. , K. Kropp, *Optimization of fuzzy logic controller inference rules using a genetic algorithm*. Proceedings of 1st. European Congress on Fuzzy and Intelligent Technologies, v.2, p. 1090-1096, 1993.
- Holland J. H., *Genetic Algorithms*, Scientific America, Vol. 267, pp.66-72,1992.
- Homaifar, A, E. McCormick . *Simultaneous desing of membership functions and rule sers for fuzzy controllers using genetic algorithms*. IEEE Transactions on Fuzzy System, v.3, p. 129-139, 1995.
- Uhrig, R.E., Tsoukala, *The approaches of Neuro-Fuzzy in Engineering*, 1997.
- Yván J. Túpac, Marco Aurélio Pacheco, Marley Velasco, Ricardo Tanscheit, *Geração do conjunto de regras de interferência para um controlador nebuloso usando algoritmos genéticos*, 4o SBAI – Simpósio de Automação Inteligente, SP, Setembro de 1999.
- Zadeh, L. A., 1965, *Fuzzy Sets, Information and Control*, Vol. 8, pp. 338-353.

COMPENSADOR CLÁSSICO APLICADO A UM SISTEMA DE ALAVANCA PARA ISOLAMENTO DE VIBRAÇÕES EM BAIXA FREQUÊNCIA

Rodolfo de Sousa Santos

Clivaldo Silva de Araújo

Seyyed Said Dana

Departamento de Tecnologia Mecânica, Universidade Federal da Paraíba, Campus I, CEP 58.059-900, João Pessoa - Pb - Brasil - e-mail: rseng@bol.com.br

Resumo

Este trabalho apresenta uma análise sobre o desempenho dinâmico de um compensador clássico, aplicado a um sistema de alavanca para o isolamento de vibrações, submetido a controle ativo em baixa frequência. Inicialmente é feita a modelagem do sistema sob a forma de função de transferência. Em seguida, controle ativo composto de um motor de CC, sensor e parafuso sem-fim é aplicado ao sistema, obtendo-se uma realimentação e conseqüentemente melhorando sua performance. Após a aplicação do controle ativo, acrescentou-se ao sistema um compensador em avanço de fase associado a dois integradores. O sistema projetado foi simulado para diversas situações acima, quando submetido a um sinal de referência e a um distúrbio e os resultados são comparados usando a teoria clássica de controle.

Palavras-chave: Isolamento, Vibração, Controle, Compensador

1. INTRODUÇÃO

As vibrações que ocorrem em máquinas e estruturas é indesejável, pois causa o desconforto e insegurança para o homem. Estas devem ser eliminadas ou reduzidas ao máximo, através do isolamento de vibrações. Isolar com precisão as vibrações de um equipamento tem sido um objeto de constantes estudos. O controle do tipo passivo foi o primeiro passo no sentido de isolar vibrações, porém suas aplicações são muito restritas, portanto se faz necessário utilizar o controle ativo, uma vez que os resultados alcançados costumam ser extremamente vantajosos. Ho (1990), apresentou uma plataforma de isolamento de vibrações sem contato utilizando um amortecedor magnético. Sievers et al. (1988) investigaram o isolamento ativo de vibrações em máquinas sobre um único eixo de uma estrutura flexível. Reed (1988) discutiu o uso de um elemento puramente magnético como controle ativo para reduzir a aceleração de plataformas. Ross (1988) analisou o isolamento ativo do maquinário de plataformas de navio. Lurie et al. (1991) realizaram um estudo de suspensão ativa para o isolamento de vibração na indústria automobilística. Zhou et al. (1995) apresentaram um sistema para isolamento ativo de vibrações de base, através de um atuador eletromagnético. Dana (1997) realizou um estudo sobre o controle de vibração passiva em baixa frequência utilizando um sistema de alavanca.

2. DESCRIÇÃO DO MODELO

O modelo do sistema, representado na figura 1, consiste de uma barra de comprimento l , massa m_B e momento de inércia angular J_B . A barra é bi-apoiada nos pontos **A** e **B** com sistemas dotados de rigidez e amortecimento k_A , k_B , c_A , e c_B . Na extremidade **A**, está localizada uma massa absorvedora m_A , a qual tem a finalidade de fazer o contrabalanço com a massa m_i que se encontra na extremidade **C** da alavanca, na qual deseja-se isolar as vibrações. A posição da alavanca será variada pelo atuador em função da vibração recebida pela base e transmitida para a barra de forma a obter uma configuração que propicie um melhor isolamento da massa m_i , com relação a vibração de base.

Contudo para início do estudo, faz-se algumas hipóteses simplificadoras como: considerar que a barra seja rígida com massa concentrada em seu centro de massa; que esteja submetida a uma rotação no ponto **B** em relação ao plano da figura; que esteja submetida a uma translação vertical no ponto **B**; e que sofra pequenas oscilações.

Inicialmente fez-se um estudo com relação a rigidez e amortecimento viscoso do sistema de alavanca. A rigidez k_B e o amortecimento viscoso c_B foram escolhidos de maneira que se tenha um apoio rígido. A escolha da rigidez ($k_A = 1800$ N/m) foi obtida baseado na deflexão estática máxima ($\delta_{max} = 0,54$ m).

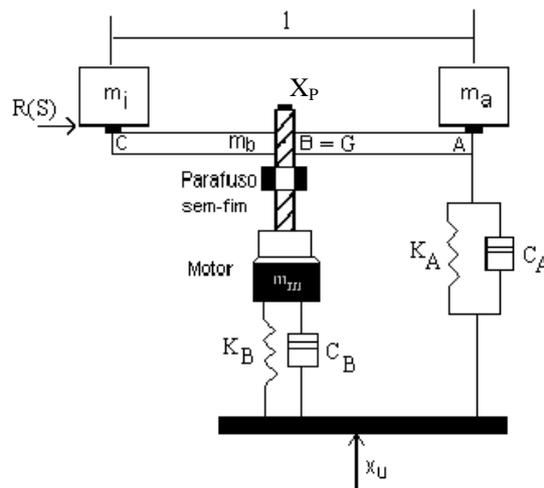


Figura 1. Sistema de alavanca

3. MODELAMENTO MATEMÁTICO

As equações do movimento (Thomsom, 1978), de translação $x(t)$ e rotação $\theta(t)$, aplicadas ao sistema de alavanca representado na figura 1, são:

Somatório das forças na barra:

$$m\ddot{x}_G + k_A(x_A - x_U) + c_A(\dot{x}_A - \dot{x}_U) + k_B(x - x_U) + c_B(\dot{x} - \dot{x}_U) = 0 \quad (1)$$

Somatório dos momentos em relação ao ponto G:

$$J\ddot{\theta} + \left(\frac{1}{2}\right)c_A\dot{x} + \left(\frac{1}{2}\right)^2c_A\dot{\theta} + \left(\frac{1}{2}\right)k_Ax + \left(\frac{1}{2}\right)^2k_A\theta = \left(\frac{1}{2}\right)c_A\dot{x}_U + \left(\frac{1}{2}\right)k_Ax_U - \left(\frac{1}{2}\right)c_A\dot{x}_P - \left(\frac{1}{2}\right)k_Ax_P \quad (2)$$

onde:

$$\begin{aligned} x_A &= x + x_P + \left(\frac{1}{2}\right)\theta \\ x_C &= x + x_P - \left(\frac{1}{2}\right)\theta \end{aligned} \quad (3)$$

$$x_G = x + x_P$$

x_P = Deslocamento vertical imposto ao ponto B da barra pelo controle ativo

x_A = Deslocamento vertical do ponto A da barra

x_C = Deslocamento vertical do ponto C da barra

x_G = Deslocamento do centro de gravidade da barra

x = Deslocamento vertical do motor

θ = Deslocamento angular da barra no ponto B.

J = Momento de inércia do sistema de alavanca

m = Massa total do sistema de alavanca

x_U = Distúrbio aplicada à base do sistema de alavanca

Fazendo a substituição das Eqs. (3), na Eq. (1) e Eq. (2) encontraremos a seguinte equação na forma matricial:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{x} \\ \ddot{\theta} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} (c_A + c_B) & \left(\frac{1}{2}\right)c_A \\ \left(\frac{1}{2}\right)c_A & \left(\frac{1}{2}\right)^2c_A \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x} \\ \dot{\theta} \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} (k_A + K_B) & \left(\frac{1}{2}\right)k_A \\ \left(\frac{1}{2}\right)k_A & \left(\frac{1}{2}\right)^2k_A \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x \\ \theta \end{Bmatrix} = \\ \begin{bmatrix} (c_A + c_B) & (k_A + K_B) & -m & -c_A & -k_A \\ \left(\frac{1}{2}\right)c_A & \left(\frac{1}{2}\right)k_A & 0 & -\left(\frac{1}{2}\right)c_A & -\left(\frac{1}{2}\right)k_A \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{x}_U \\ x_U \\ \ddot{x}_P \\ \dot{x}_P \\ x_P \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

Tendo como saída x_C e como entradas x_U e x_P , considerando todas as condições iniciais nulas, aplicando a transformada de Laplace (Ogata, 1993) na Eq. (4), encontraremos as seguintes funções de transferências para o sistema de alavanca submetido a um distúrbio, x_U , e a um deslocamento imposto ao ponto **B** da barra pelo controle ativo, x_P . As equações referentes aos valores de α 's e β 's foram obtidas em Santos (1999).

$$Gr(s) = \frac{\beta_{20}s^4 + \beta_{21}s^3 + \beta_{22}s^2 + \beta_{23}s + \beta_{24}}{s^4 + \alpha_1s^3 + \alpha_2s^2 + \alpha_3s + \alpha_4} \quad (5)$$

$$G_d(s) = \frac{\beta_{11}s^3 + \beta_{12}s^2 + \beta_{13}s + \beta_{14}}{s^4 + \alpha_1s^3 + \alpha_2s^2 + \alpha_3s + \alpha_4} \quad (6)$$

4. O SISTEMA DE CONTROLE

A figura 2, mostra a configuração do sistema completo, formado pelo sistema de alavanca, controle ativo (motor, parafuso sem-fim, sensor) e compensador.

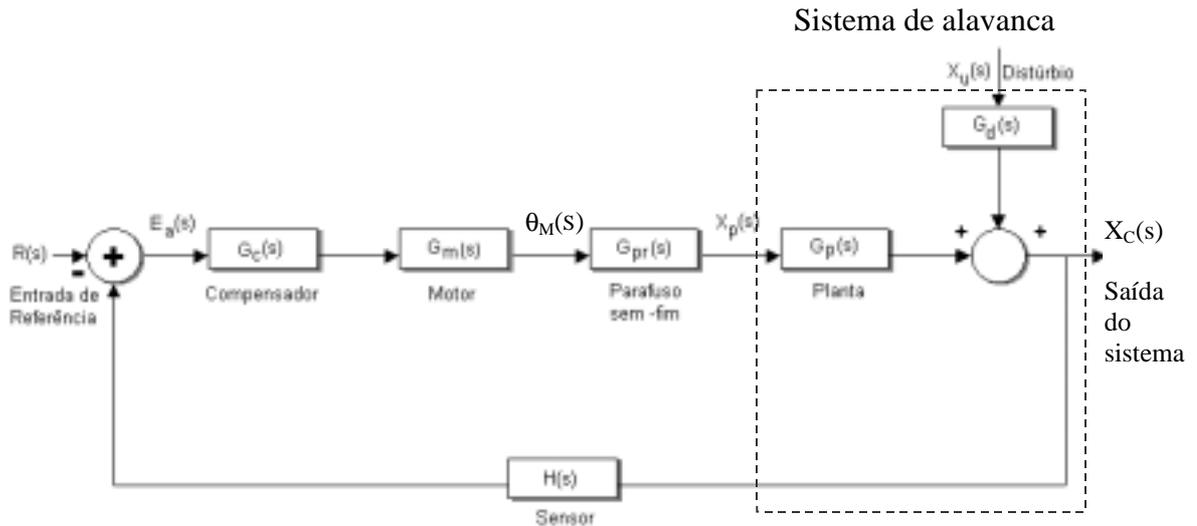


Figura 2. Diagrama de blocos do sistema de alavanca completo

Utilizamos um motor de CC, funcionando como servo motor de imã permanente controlado por armadura cuja função de transferência (Kuo, 1995) é dada por:

$$G_M(s) = \frac{\Theta_m(s)}{E_a(s)} = \frac{\beta}{s^3 + \alpha_{m1}s^2 + \alpha_{m2}s} \quad (7)$$

onde:

$$\beta = \frac{K_m}{L_a J_{MC}}; \quad \alpha_{m1} = \frac{L_a c_{MC} + R_a J_{MC}}{L_a J_{MC}}; \quad \alpha_{m2} = \frac{R_a c_{MC} + K_m K_b}{L_a J_{MC}}$$

K_m = Constante de torque do motor

K_b = Constante de força contra-eletromotriz

R_a = Resistência da armadura

L_a = Indutância da Armadura

J_{mc} = Momento de inércia do motor e da carga com relação ao eixo do motor

c_{MC} = Atrito viscoso do motor e da carga em relação ao eixo do motor

O parafuso sem-fim converte o deslocamento angular θ_m do eixo do motor em deslocamento longitudinal. Esta relação que é proporcional, é dada pelo passo de hélice do parafuso, L_p , cuja função de transferência é dada por:

$$G_p(s) = L_p \quad (8)$$

Para o sistema em análise, utilizamos um compensador *lead* associado a dois integradores, cuja função de transferência é dada por:

$$G_c(s) = K_c \frac{(s + a)}{(s + b)} * \frac{1}{s^2} \quad (9)$$

onde:

K_c = Ganho do compensador; a = zero do sistema; b = pólo do sistema

5. ANÁLISE E RESULTADOS

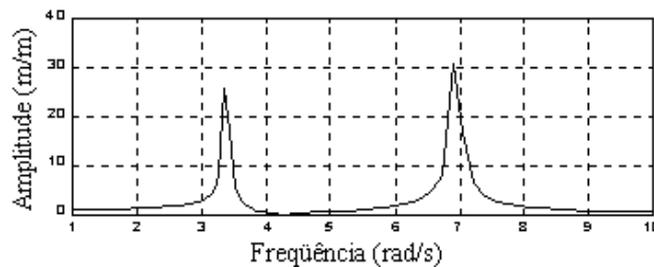


Figura 3. Resposta em frequência do sistema de alavanca sem amortecimento

Os resultados obtidos foram realizados através de simulações numéricas, utilizando o programa Simulink do **MATLAB**.

A figura 3, mostra que o sistema de alavanca possui duas frequências naturais: $\omega_1=3,3782$ rad/s e $\omega_2=6,8222$ rad/s. Através do gráfico verifica-se que é necessário isolar a vibração de base do sistema de alavanca na faixa de frequência de [1 a 8] rad/s, pois deseja-se reduzir os picos de vibração nas frequências ω_1 e ω_2 .

O resultado apresentado na figura 4, mostra um amortecimento nas amplitudes de vibração causados pelo distúrbio movimento de base, admitindo que o sistema tenha referência zero. Analisando a figura 4, verifica-se que o sistema possui um tempo acomodação de 4,6 segundos e erro de estado permanente de 100%. Uma vez que os valores obtidos são considerados insatisfatórios para o isolamento de vibração, se faz necessário a implementação de um compensador, com o objetivo de melhorar a resposta do sistema.

O sistema de alavanca representado na figura 1, foi analisado utilizando os seguintes dados, aplicando degrau unitário na base do sistema.

$$m_A = 100 \text{ Kg}$$

$$k_A = 1800 \text{ N/m}$$

$$c_A = 250 \text{ N*m/s}$$

$$l = 2 \text{ m}$$

$$\begin{aligned}
m_I &= 100 \text{ Kg} \\
m_B &= 40 \text{ Kg} \\
m_m &= 10 \text{ Kg} \\
J_{mc} &= 0,0019 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
k_B &= 5\cdot k_A \\
J &= 122 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2 \\
L_a &= 1,22 \times 10^{-3} \text{ Henry} \\
K_m &= 0,0621 \text{ N}\cdot\text{m/A}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
c_B &= 10\cdot c_A \\
K_b &= 0,0783 \text{ v}\cdot\text{s} \\
R_a &= 0,13 \text{ ohms} \\
c_{MC} &= 0,01 \text{ N}\cdot\text{s/m}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
K_S &= 1 \\
L_p &= 0,01
\end{aligned}$$

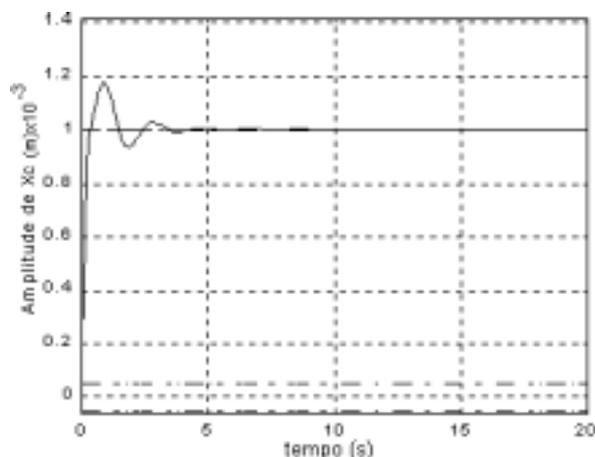


Figura 4. Resposta do sistema de alavanca a um distúrbio[Xu] do tipo degrau

Da figura 5, observamos que o sistema submetido a uma entrada degrau unitário na referência e admitindo que o distúrbio é zero, apresenta um tempo de acomodação de 4,6 s e um erro de estado permanente de 100%.

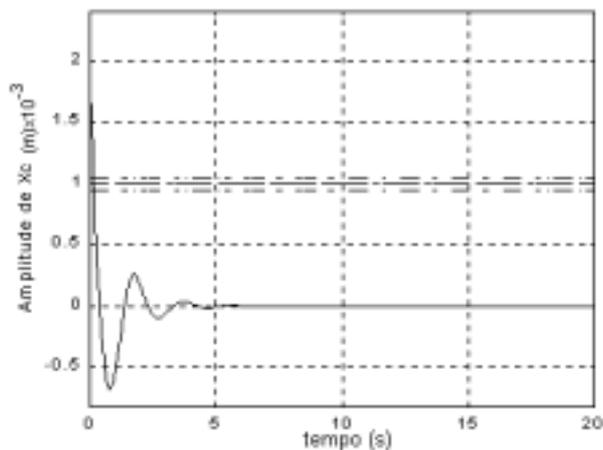


Figura 5. Resposta do sistema de alavanca a uma entrada de referência R(s) do tipo degrau

Para o projeto do compensador em avanço de fase com dois integradores, foi escolhido a frequência $\omega_n = 7,67 \text{ rad/s}$, pois desejou-se eliminar os picos de vibração abaixo dessa frequência para obter um bom isolamento de vibração.

As especificações de projeto para a implementação do compensador em avanço de fase associado a dois integradores foram as seguintes: $\omega_n = 7,67 \text{ rad/s}$; $\zeta = 0,6$

Através das especificações da frequência natural do sistema e fator de amortecimento, selecionou-se o ponto $S_1 = -4,6+6i$. Após a determinação do ponto S_1 , encontrou-se o ganho do compensador, os pólos e os zeros, os quais foram obtidos através do método *root-locus* geométrico (Shahian et. Al, 1993).

A função de transferência para este compensador é:

$$K(s) = 114 \left(\frac{s + 2,83}{s + 20,14} \right) * \frac{1}{s^2}$$

As figuras 6 e 7, mostram que a associação do compensador *lead* + dois integradores no sistema de alavanca, resultou numa melhora satisfatória com relação ao erro de estado em regime permanente (0%), porém ocorreu um aumento no tempo de acomodação para 12 segundos.

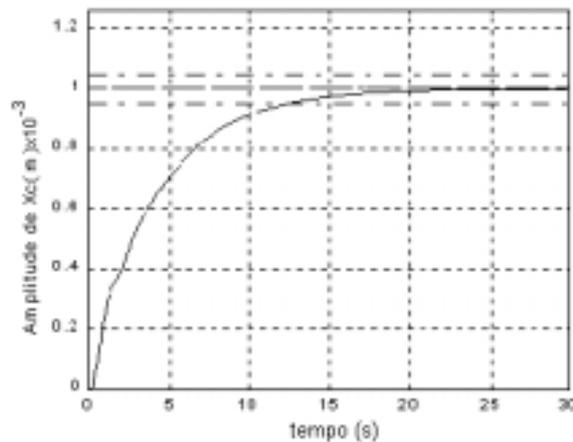


Figura 6. Resposta do sistema de alavanca com um compensador *lead* + dois integradores a uma entrada de referência $R(s)$ do tipo degrau

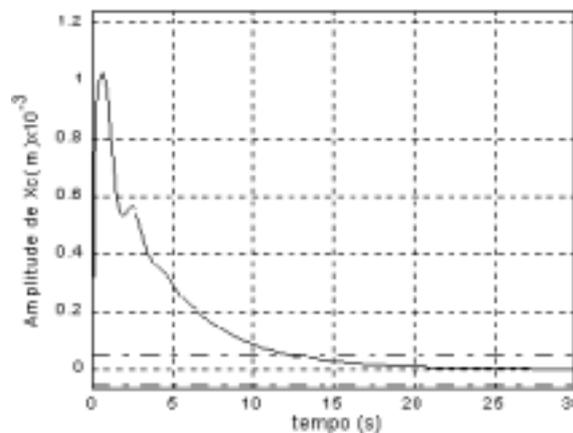


Figura 7. Resposta do sistema de alavanca com compensador em *lead*+ dois integradores a um distúrbio $[X_u]$ do tipo degrau

Através da análise do gráfico apresentada na figura 8, verifica-se que a inserção deste tipo de compensador proporcionou um bom isolamento de vibração na frequência de 7,67 rad/s, pois conseguiu-se reduzir o maior pico de vibração do sistema de alavanca.

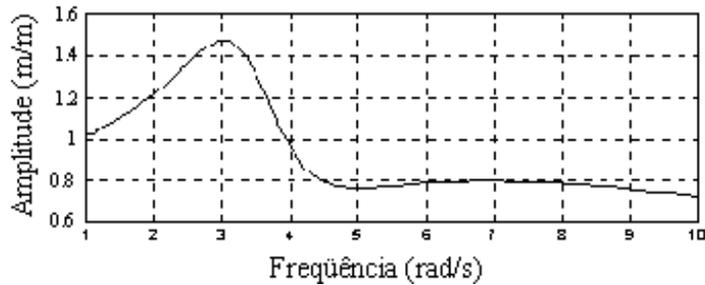


Figura 8. Resposta em frequência do sistema de alavanca amortecido com controle ativo e compensador *lead* + dois integradores a um distúrbio [Xu]

6. CONCLUSÃO

A implementação do compensador *lead* associado a dois integradores promoveu um bom comportamento dinâmico. Pode-se constatar que a implementação do compensador *lead* associado a dois integradores, proporcionou uma resposta suficientemente rápida e amortecida com uma redução no erro de estado permanente para zero. Através das análises feitas com relação a este tipo de compensador empregado no sistema de alavanca, concluiu-se que o mesmo apresentou uma resposta satisfatória, pois com a inserção deste compensador no sistema de alavanca conseguiu-se a redução do pico de vibração na maior frequência conforme a figura 8, caracterizando assim uma melhor redução do nível de vibração da massa m_i .

7. REFERÊNCIAS

- Dana, S. S., 1997, Preliminary considerations on active vibration control of low frequency systems using a lever, 7^a International Conference on Dynamics Problems in Mechanics, ABCM, pp. IV-VI, Angra dos Reis, Rio de Janeiro.
- Ho, Forward V. K., 1990, Magf float (Vibration isolation platform), Proceeding of 36th International Instrumentation Symposium, pp. 311-312.
- Kuo, B. C., 1995, Automatic control systems, Prentice-Hall International, Inc., Englewood Cliffs, Seventh Edition.
- Lurie, B.J., Franson, J.L. & Laslcin, R., 1991, Active suspensions for vibration isolation Proceedings of 32nd Structures, Structural Dynamics and Materials Conference, AA/ASME/ASCE/AHS/ASC, Baltimore, MD, pp. 2256-2260.
- Ogata, K., Engenharia de controle moderno, 1993, Prentice/Hall do Brasil, Rio de Janeiro, 2^a Edição.
- Reed, R. S., 1998, Shock isolation using an active magnetostrictive element, The 59th Shock and Vibration Symposium, Albuquerque, New México.
- Ross, C., 1988, Active isolation of ship machinery platform, Proceeding of 27th Conference on Decision and Control, Austin, Texas, pp. 2045-2046.

- Santos, R. S., 1999, Técnicas de Controle Aplicadas a um Sistema de Alavanca para Isolamento de Vibrações em Baixa Frequência, dissertação de mestrado, Universidade Federal da Paraíba-CAMPUS I, João Pessoa, Paraíba.
- Shahian, B., Hassul, M., 1993, Control System Design Using Matlab., Prentice/Hall international Inc.
- Sievers, L. A., Von F. & Andreas H., 1988, Linear control design for active vibration isolation of narrow band disturbance, Proceedings of 27th conference on Decision and Control, Austin, Texas, pp. 1032-1037.
- Thomson, W. T., 1978, Teoria da vibração com aplicações, Editora Interciência Ltda., Rio de Janeiro, RJ.
- Zhou, S. W., Dana S.S. & Rogers, C. A., 1995, An active magnetroctive mount for isolating base vibration – Part I, Anais em CD-ROM do XIII COBEM.

CLASSIFICAÇÃO DE QUALIDADE DE PISTAS COM VISTAS AO DESEMPENHO DE PNEUS

Marcos Manoel Valverde Pereira

Linilson Rodrigues Padovese

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Mecânica, 05424-970, São Paulo, SP, Brasil. E-mail: marcosmvp@hotmail.com, lrpadove@usp.br

Resumo

As solicitações geradas pelas vias de rolamento tem grande relevância para a resposta dinâmica de veículos e seu componentes mecânicos. Vias em mau estado de conservação ou mal projetadas afetam diretamente o custo do transporte, em particular a vida útil dos pneus.

O desgaste de pneus é influenciado pela severidade da pista. O conceito de severidade leva em conta parâmetros como rugosidade do pavimento, nível de ondulação do perfil, número e intensidade de curvas, etc.

Com um enfoque nas ondulações verticais, buscou-se um método de classificar trechos de pistas em diferentes classes. A parte experimental deste estudo se concentrou na obtenção de sinais de pistas para referência. Os sinais consistem em arquivos de aceleração vertical, em um veículo, através de acelerômetros instalados na suspensão.

Os sinais obtidos são tratados digitalmente e classificados através de redes neurais artificiais. Dois paradigmas diferentes de redes neurais foram utilizados: uma *multilayer* perceptron e uma probabilística. Os resultados obtidos com ambas as redes são discutidos e comparados.

Palavras-chave: Vibração, rede neural, rede probabilística, pneu, pistas rodoviárias.

1. INTRODUÇÃO

As vias de rolamento tem uma grande importância no Brasil, devido à preponderância do transporte rodoviário. Recentemente, devido ao aumento dos investimentos privados, este setor tem procurado novas soluções tecnológicas para o problema da conservação da malha rodoviária, e para a realização de novas estradas.

A detecção e classificação de diferentes qualidades de trecho de pavimento não só é importante para a manutenção da rodovia, como também para a análise de conforto de veículo, e em particular neste trabalho, para o estudo do desgaste de pneus. Segundo Botura (1998), o Banco Mundial utiliza o índice de classificação IRI (*International Roughnes Index*) para classificação de rodovias. Ainda segundo Botura (1998) o DNER (Departamento Nacional de Estrada de Rodagem) utiliza o índice QI (Quociente de Irregularidade) para avaliar as estradas concessionadas. Basicamente os dois índices utilizados, QI e IRI, medem os níveis de oscilações verticais em função do espaço percorrido. A principal falha nestes índices, é a ausência de parâmetros dinâmicos, como a distribuição de frequências de excitação no veículo. Esta distribuição de frequências é fundamental para verificação de ressonâncias no veículo, em sua suspensão e particularmente neste estudo, nas ressonâncias do pneu.

Deste modo, devido a esta deficiência nesses índices, é utilizado neste trabalho a representação espectral do sinal de vibração obtido no veículo, visto que os sinais coletados

refletem o comportamento do conjunto veículo/pista, dando informações importantes sobre o desempenho do pneu. Como um possível desdobramento deste estudo é a correlação entre o desgaste do pneu com o tipo de pista, optou-se pela coleta do sinal no cubo da roda, resultando em respostas dependentes do veículo de teste. Com o propósito de se fazer uma classificação de tipos diferentes de pistas, foram utilizados dois tipos de redes neurais: uma *multilayer perceptron* (MLP), e uma rede probabilística (PNN).

As diferentes pistas estudadas neste trabalho fazem parte da pista de conforto da pista de testes da Pirelli Pneus.

2. PROCEDIMENTO EXPERIMENTAL

Foram utilizados nos ensaios experimentais um ônibus Mercedes-Benz MBB O-371 ano 1992, com pneus Pirelli modelo FH 55 – 295/80 R22.5. Dois acelerômetros indutivos, (HBM B12/200 e B12/500) foram montados no chassi, junto ao ponto de ancoragem da suspensão.

O sistema de aquisição (HBM/MGCPlus) coletou os sinais em três canais distintos, sendo o primeiro para aquisição da velocidade, e dois canais para acelerômetros indutivos no chassi. O primeiro canal serviu para o controle de velocidade durante o ensaio, garantido que os resultados estivessem em uma faixa controlada de velocidade. Os sinais foram coletados com uma frequência de amostragem de 240Hz, sendo previamente filtrados a 100 Hz.

Foram feitas aquisições na velocidade de 40 km/h. No total, foram feitas quatro voltas na pista de conforto da Pirelli. Esta pista de conforto é constituída por trechos representando diversos tipos de piso. Foram identificados cinco categorias de piso:

- tipo A: cobertura de paralelepípedos;
- tipo B: obstáculo (barra metálica de 20x200x2500 mm parafusada ao solo);
- tipo C: rasgos profundos no pavimento asfáltico;
- tipo D: série de pequenas ondulações;
- tipo E: asfalto liso, sem irregularidades visíveis;

Esta pista de conforto é utilizada regularmente pela Pirelli, para a avaliação subjetiva de pneus produzidos em série.

3. DADOS OBTIDOS

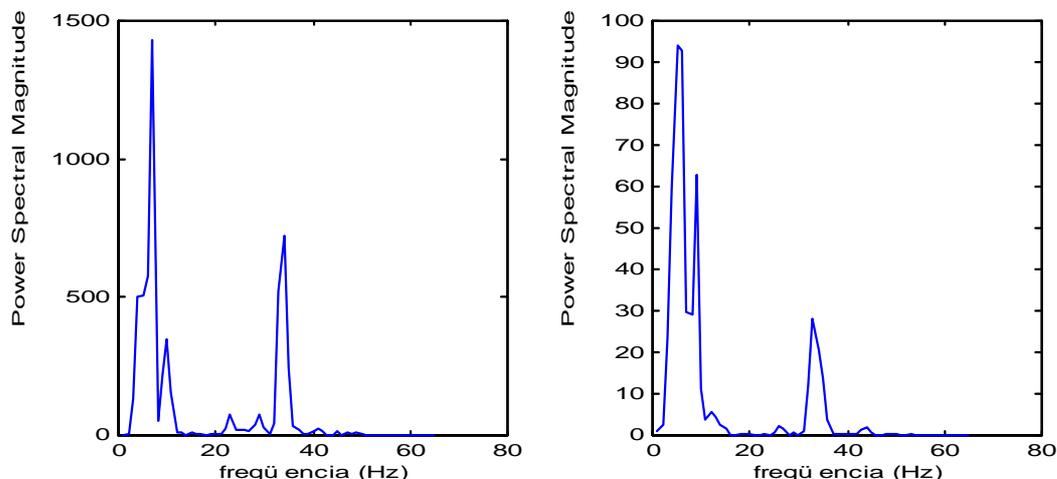
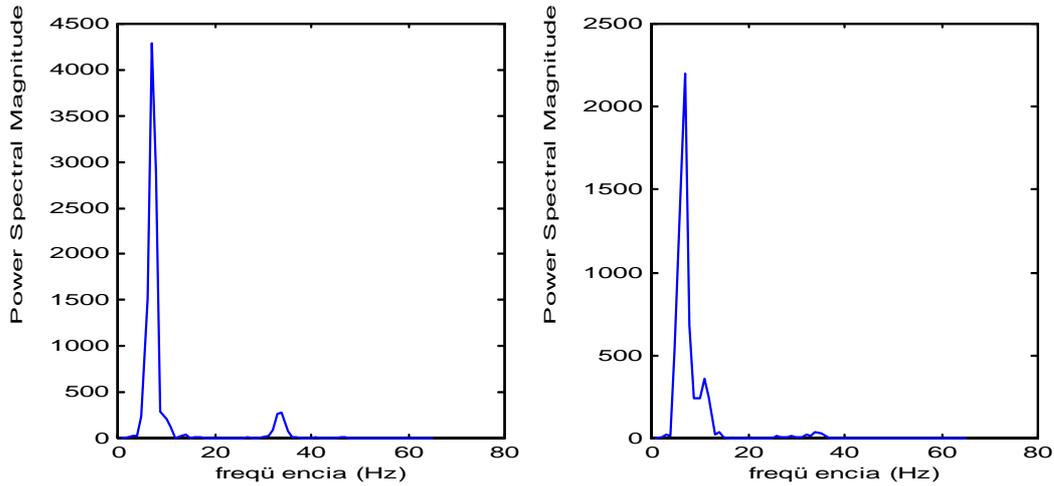


Figura 1 e 2: Exemplos de densidade espectral de uma pista tipo A (paralelepípedos) e tipo B (obstáculo), respectivamente.



Figuras 3 e 4: Exemplos de densidade espectral de uma pista tipo C (rasgos) e tipo D (ondulações), respectivamente

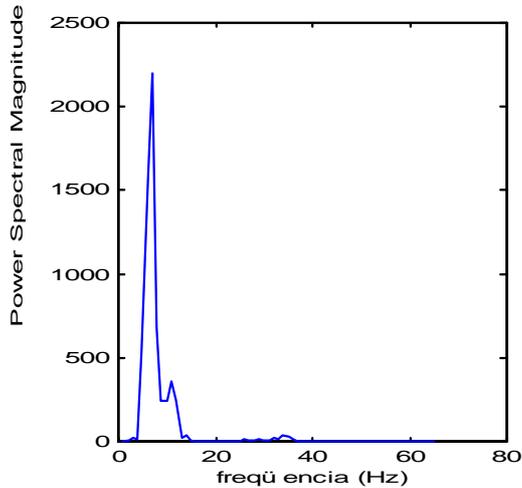


Figura 5: Exemplo de densidade espectral de uma pista tipo E (liso).

Para cada trecho de pista foram calculadas a densidade espectral de potência do sinal de vibração, Proakis & Manolakis (1996). As figuras de 1 à 5 mostram o espectro de frequência para cada um dos 5 trechos. Dois bancos de dados foram montados para fins de classificação com as redes neurais. O primeiro é composto por vetores das Densidades Espectrais, com banda de 0 a 100Hz, e 128 pontos de tamanho (com resolução espectral de 1 Hz), e outro com mesma banda

espectral, mas com 64 pontos (e uma resolução espectral de 2 Hz). O tamanho total dos bancos de dados é de 226 elementos e 464 elementos respectivamente.

As diferenças entre os resultados mostrados nas figuras de 1 à 5 possibilitam às redes neurais um reconhecimento, se baseando nas diferenças de amplitudes e localizações das frequências de ressonância.

4. REDE NEURAL

Foram utilizados 2 diferentes paradigmas de rede neural com o objetivo de classificar a qualidade de pistas: a MLP e PNN.

4.1 Rede Multilayer Perceptron (MLP)

A rede é formada por uma camada de entrada, uma ou mais camadas ocultas e uma camada de saída. Apenas as camadas ocultas e de saída são camadas de processamento. A função de ativação usada na camada oculta é a tangente hiperbólica sigmoide e na camada de saída é uma função linear. O tamanho do vetor de entrada dita a dimensão da primeira camada. O número de elementos na camada de saída é definida pela quantidade de tipos ou classes a serem classificadas. Uma representação gráfica desta rede é mostrada na figura 6 a).

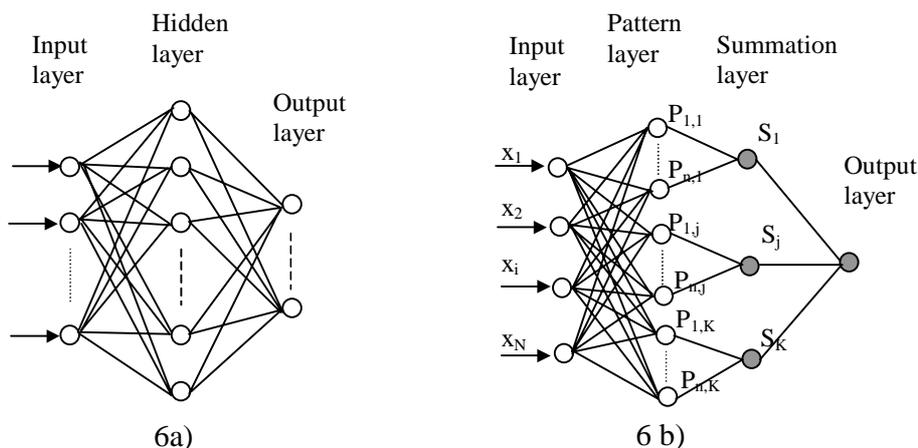


Figura 6: Representação gráfica estrutural das redes MLP e PNN respectivamente

Em relação a camada oculta, não há uma regra clara para sua dimensão. Diversos métodos são propostos, mas a experiência mostra que estes métodos apenas apresentam uma primeira aproximação dos parâmetros desta camada. Na prática, o método de tentativa e falha se torna necessário.

O algoritmo de retroalimentação (*backpropagation*) é utilizado para o treinamento da rede MLP (Padovese, 1999). Existem muitos métodos para acelerar a convergência no treinamento. Neste trabalho será utilizado o método do gradiente conjugado de Fletcher-Reeves (CGFR). Para o treinamento da rede é necessário um conjunto de entradas e suas respectivas classes (*targets*). Cada entrada é processada progressivamente nas camadas ocultas, resultando em uma saída. A partir de então o algoritmo de retroalimentação minimiza o erro quadrático entre os respectivos

target e saída. O mesmo processo é repetido para todas as entrada. Isto é conhecido como fase de treinamento ou aprendizado.

4.2 Rede probabilística (PNN)

A arquitetura da rede PNN é composta por quatro camadas. Uma camada de entrada, com a mesma dimensão (N) do vetor de entrada. Uma camada padrão (*pattern layer*), com dimensão N x K (K = número de classes). Uma camada de somatória (*summation layer*), de dimensão K. E uma camada de saída, ou de decisão. A estrutura desta rede pode ser vista na figura 6 b).

Basicamente, esta rede é do tipo *feed-forward*, sem conexão total das camadas adjacentes. Além disto, o número de camadas e seus respectivos nós é extremamente rígido, definidos pela dimensão dos arquivos de treinamento.

Quando um vetor de entrada de dimensão N, e sua respectiva classe são apresentados para a rede, a camada de entrada transfere os N valores para todos os nós da camada padrão. Este vetor recebe pesos conforme a sua categoria, na camada padrão. Depois disto, uma função de transferência modifica os valores calculados em cada um dos nós da camada padrão. A função de transferência é dada pela expressão:

$$f_{ji} = \exp\left(\frac{\bar{v}_{Ti}^t \bar{v}_i - 1}{\sigma^2}\right) \quad (1)$$

Esta expressão leva em conta o vetor de classe \bar{v}_{Ti} , o vetor de entrada, \bar{v}_i , sendo que j indica a classe do vetor de comparação e i indica o nó da camada padrão que computa esta classe. A rede PNN possui apenas um parâmetro para ser estimado, o parâmetro *smoothing* σ . O valor otimizado para σ é aquele que obtém a menor porcentagem de classificação errônea de um resultado de um teste da rede. Este parâmetro pode ser obtido por tentativa e erro.

A saída dos nós de cada classe são somados, e entram na camada de somatórias, sendo armazenadas nos nós S_j .

$$S_j = \sum_{i=1}^K f_{ji} \quad (2)$$

Na camada de saída, uma comparação é feita entre os valores de S_j . O índice j do máximo valor dos S_j , entre S_1 , até S_n indica a qual classe o vetor de entrada pertence.

5. RESULTADOS

A principal meta da fase de treinamento é a obtenção de um rede com um bom nível de generalização. Geralmente o nível de erro entre os valores de saída calculados e desejados, controlam esta generalização, mas não garante por si só uma boa generalização. Pode-se ter um erro baixo, mas com resultados de classificação pobres. Neste caso diz-se que a rede não foi capaz de generalizar novas situações.

Por esta razão não será utilizado neste estudo o controle do erro para obtenção de uma boa generalização. O índice de performance da rede será mantido através da porcentagem de acerto da MLP quando um conjunto de teste for a ela apresentada.

Do banco de arquivos de entrada, aproximadamente 20% estão reservados para testes. Os outros 80% fazem parte do conjunto de treinamento. Ambos os bancos de dados (teste e treinamento) foram montados com a preocupação de se obter uma representação apropriada das classes de classificação.

Tabela 1: Porcentagem de acerto, por método, por pista.

	Pista A	Pista B	Pista C	Pista D	Pista E
MLP 128 pontos (1 Hz)	89%	100%	63%	71%	0%
MLP 64 pontos (2 Hz)	83%	0%	100%	64%	0%
PNN (80% Confiabilidade)	50%	50%	0%	93%	100%

A tabela 1 apresenta o resultado das redes, com a entrada de arquivos aquisitados no cubo da roda. Os resultados da rede MLP com resolução de 1 Hz e da rede PNN obtiveram uma porcentagem de acerto equivalentes, apenas diferindo a resposta por pista. Agora a resposta da MLP (2 Hz), obteve um desempenho mais pobre, uma explicação para este fato, é a menor resolução frequencial do sinal de entrada. Esta menor resolução prejudica a diferenciação das classes de pistas.

A maior porcentagem de erro de classificação se deve a pista E. Devido a esse fato, procedeu-se ao treinamento das redes com um banco de dado do qual estava ausente os exemplos da pista E. Espera-se com isto que as performances da rede aumente. A tabela 2 mostra os resultados desta simplificação. Os resultados mostram uma melhora nos níveis de acerto. Deve-se observar ainda que a não inclusão da pista E reduz o numero de classes a ser classificado, portanto diminui a complexidade da classificação.

Diante da melhora dos níveis de acerto, realizou-se outros treinamentos de menor complexidade (menor número de classes). A tabela 3 mostra resultados de classificação utilizando-se apenas os conjuntos compostos pelas pistas A,B e A,B,C. Nota-se que os níveis de erro de classificação são nulos.

Tabela 2: Porcentagem de acerto, sem levar em conta pista E

	Pista A	Pista B	Pista C	Pista D
MLP 128 pontos (1 Hz)	78%	50%	38%	86%
MLP 64 pontos (2 Hz)	89%	100%	38%	85%

Tabela 3: Algumas combinações possíveis de classificação, mét. MLP, resolução 1 Hz.

	Pista A	Pista B	Pista C
A, B	100%	100%	
A, B, C	100%	100%	100%

6. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos indicam a viabilidade de se desenvolver um sistema de classificação de qualidade de pista baseados nos sinais de vibração obtidos no chassi do veículo e em redes neurais. Este estudo mostrou que três fatores influem de maneira sinérgica na qualidade do sistema de classificação: o tamanho do banco de dados, o número de classes a ser classificadas e tipo de pré-processamento.

A quantidade de arquivos de entrada, tanto para treinamento quanto para testes, se mostrou muito importante para a confiabilidade dos resultados da rede.

A complexidade de classificação (ditada pelo número de classes) influi na confiabilidade das respostas. Observou-se que quanto maior o número de classes a ser classificadas a performance da rede se degrada.

Convém notar que o tipo de pré-processamento utilizado é fundamental para uma boa performance de classificação. Pretende-se como continuação deste trabalho investigar como outros métodos de pré-processamento podem melhorar os níveis de acerto de classificação. Estes métodos devem gerar vetores de entrada de tamanhos reduzidos e ótima descrição das características de cada classe.

7. AGRADECIMENTOS

À empresa Pirelli Pneus, que financiou este trabalho através do Convênio Pirelli – EPUSP/LFS. Além de gentilmente ceder a sua pista de testes, equipamentos para instrumentação e funcionários para a realização da coleta de dados.

8. BIBLIOGRAFIA

- Botura, E.J., 1998, "Contribuição para o estudo da calibração e controle de sistemas medidores de irregularidade rodoviária tipo resposta", Tese de Doutorado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, 316 p.
- Padovese, L. R., 1999, "Comparison of Neural Networks Performance For Fault Classification in Rolling Bearing", Proceedings of IASTED International Conference Applied Modeling and Simulation, Cairns, Australia.
- Proakis, J. G., Manolakis, D. G., 1996, "Digital Signal Processing – Third Edition", Prentice Hall, New Jersey, USA, 968 p.
- Sayers, M.W., Karamihas, S.M., 1998 "The Little Book of Profiling", 'www.umtri.umich.edu/erd/roughness/litbook.htm', University of Michigan Transportation Institute, 100 p.

PROJETO DE CONTROLADORES GPC PARA CONTROLE DA RELAÇÃO AR/COMBUSTÍVEL EM MOTORES DE COMBUSTÃO INTERNA MOVIDOS A GÁS NATURAL

Agenor T. Fleury ♦, ♠

Fernando S. Freitas Jr. ♣, ♠

- ♦ IPT/Instituto de Pesquisas Tecnológicas do Estado de São Paulo
Divisão de Mecânica e Eletricidade/DME
Agrupamento de Sistemas de Controle
Caixa Postal 0141, ZC 01064-970, São Paulo, SP, Brasil,
e-mail: agfleury@ipt.br
- ♠ Escola Politécnica, Universidade de São Paulo,
Departamento de Engenharia Mecânica
Caixa Postal 61548, ZC 05508-900, São Paulo, SP, Brasil,
e-mail: ffreitas@usp.br
- ♣ Bolsista de Doutorado, CNPq

Resumo

Nos últimos anos, uma das principais linhas de pesquisa na área Automotiva tem-se concentrado na redução de emissões de poluentes gerados por motores de combustão interna. Nesse contexto, o uso de combustíveis alternativos e o gerenciamento eletrônico tem ganhado destaque. Várias propostas se baseiam no uso de mistura estequiométrica com a presença de catalisador para reduzir as emissões de Óxidos de Nitrogênio. Porém a eficiência de conversão do catalisador é altamente dependente da relação ar/combustível e a mistura deve ser mantida dentro de 1% de desvio em relação ao valor de estequiométrico. Isso acarreta um complexo problema de controle dadas as não linearidades envolvidas e a vasta região de operação do motor. Este artigo trata do controle da razão ar/combustível em torno do valor estequiométrico para um motor de combustão interna movido a gás natural, onde se utilizam abordagens *Gain Scheduling* e a técnica dos Múltiplos Modelos que permite a divisão do domínio não linear em regiões onde modelos linearizados possam ser utilizados. Essas duas estratégias tem como base Controladores Preditivos Generalizados (GPC) que utilizam injeção de gás e ângulo de ignição como variáveis de controle. As duas abordagens são simuladas em computador e seus resultados comparados.

Palavras-chave: Motores de Combustão Interna, GPC, Múltiplos Modelos, *Gain Scheduling*

1. INTRODUÇÃO

Um dos principais fatores que contribuíram para melhoria da qualidade dos motores de combustão interna (MCIs) foi o estabelecimento de leis restritivas sobre emissões de poluentes. Uma vez que MCIs são máquinas de dinâmica muito complexa, as pesquisas sobre reduções de emissões tem se espalhado sobre as mais diferentes áreas, como estudo de

catalisadores, novos materiais e propagação de chamas. Alguns avanços significativos, no entanto, devem-se à introdução do gerenciamento eletrônico e controle do motor. O uso intensivo de eletrônica embarcada permite menor consumo de combustível e menor emissão de poluentes, além de estender a vida útil do motor. Devido aos avanços nessa área, os novos veículos leves (carros de passeio) que fazem uso de sistemas eletrônicos supostamente deverão conseguir atender as leis sobre emissões nos próximos anos, visto que seu modo de operação pode ser aproximado pelo de regime permanente. Contudo não existem tecnologias disponíveis, a curto prazo, para os veículos de carga (caminhões e ônibus), os quais possuem como ciclo predominante o regime transitório já que há constantes trocas de marcha, acelerações e desacelerações.

Os problemas estão relacionados ao combustível empregado e ao ciclo de operação que o veículo deve atender. Em geral, ônibus são equipados com motores Diesel e o óleo Diesel é responsável por grande quantidade de partículas, monóxido de carbono, hidrocarbonetos e óxidos de nitrogênio emitidos para a atmosfera. Em grandes cidades como São Paulo, a poluição do ar causada por ônibus (com uma frota ao redor de 12.000) e caminhões é considerada um problema grave a tal ponto que uma recente lei de transporte público impõe que os ônibus rodem com gás natural visando reduzir poluição da cidade em alguns anos.

Como parte de um projeto que visa tornar possível o uso de gás natural em ônibus urbanos, o IPT tem pesquisado a influência de diferentes composições de gás natural no desempenho de motores, o projeto de novas câmaras de combustão e o estudo de sistemas de controle de ignição e injeção de gás natural sob condições transitórias.

Este trabalho refere-se ao último tópico e descreve o projeto de um ambiente de simulação para testar diferentes componentes e estratégias de controle. O enfoque é dado sobre os resultados simulados para um motor Diesel típico convertido para uso de gás natural e ignição por centelha e controlado por duas diferentes estratégias de Controle Preditivo Generalizado (GPC). Uma parte considerável dos esforços foi dirigido ao desenvolvimento de uma bancada completa de simulação de testes em motores, injeção de combustível e sistemas de ignição, controladores, sensores, atuadores e dispositivos especiais como turbocompressores e testes em dinamômetros, representado aqui sob a forma da Figura 1.

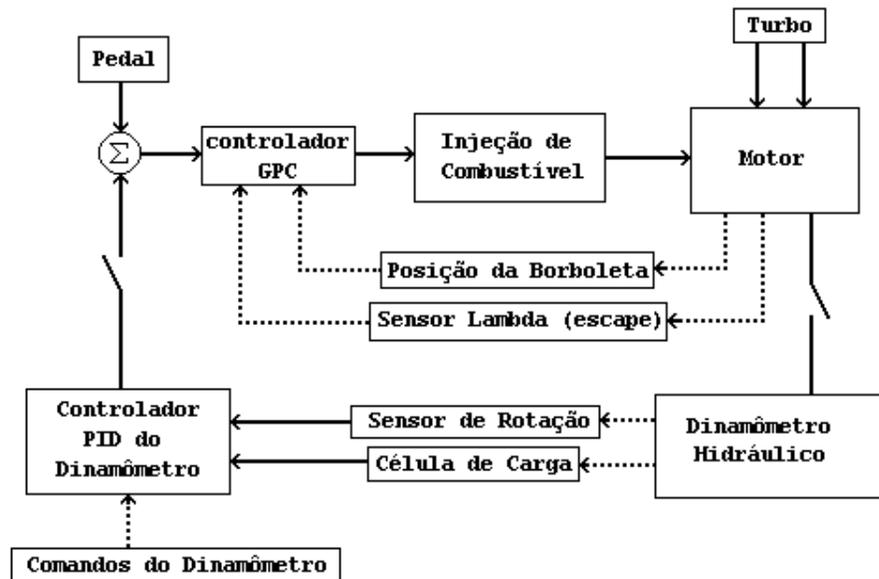


Figura 1. Diagrama do Simulador

O simulador está ainda em fase de finalização. Entretanto, a simulação dos módulos interconectados possibilitou o entendimento das complexas características do tema, como por exemplo, motor rodando sob um controlador GPC (Lopes, 1996), a dinâmica conjunta de um motor acoplado a um dinamômetro hidráulico (Fleury et al., 1997) e o uso de estratégia de Múltiplos Modelos com GPC para controle de um motor em operações transitórias (Fleury et al., 1999a e 1999b).

2. MODELO DO MOTOR

Três módulos principais são necessários para descrever a dinâmica de um motor de combustão interna com boa precisão: dinâmica do coletor de admissão, dinâmica de combustão e dinâmica rotacional incluindo torques de inércias. O diagrama de simulação completo é mostrado na Figura 2. Uma descrição mais detalhada de cada módulo pode ser encontrada em Lopes & Fleury (1995).

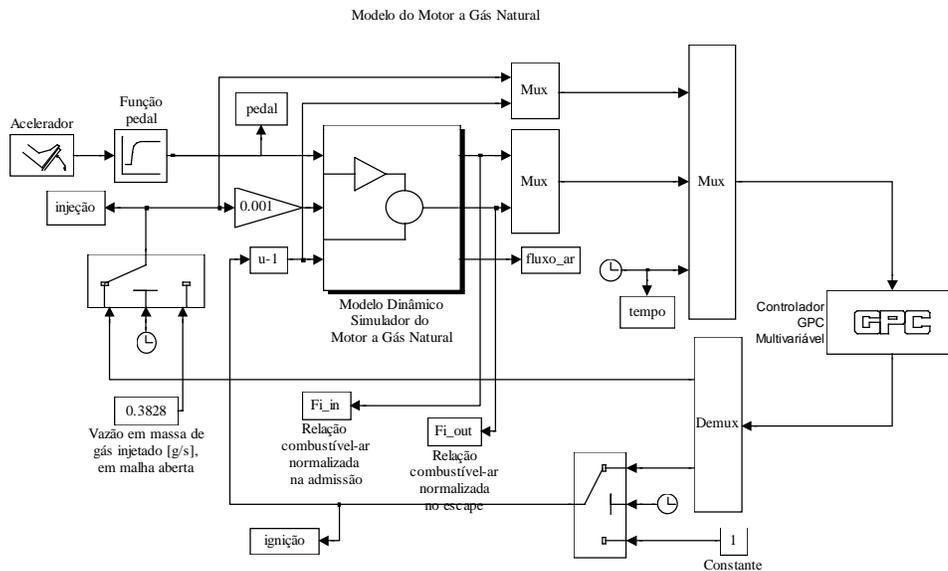


Figura 2. Modelo de Simulação do Motor: Esquema de Simulação Completo

3. INJEÇÃO DE GÁS E SISTEMAS DE IGNIÇÃO

Gás natural é considerado um dos mais importantes combustíveis alternativos da atualidade. Sua queima não gera SO_2 e nem emissão de partículas, além de exibir baixas emissões de CO e HC. Infelizmente, a emissão de NO_x é alta e deve ser controlada de algum modo. O desenvolvimento de motores à gás natural, capazes de satisfazer às severas exigências de emissões segue atualmente por duas vias: uso de mistura estequiométrica com catalisador de 3-vias; ou uso de mistura pobre com a presença de turbocompressor e intercoolers. Na maioria dos casos, a conversão de ciclo Diesel para Otto ocorre mantendo-se o sistema de mistura estequiométrica que reduz as emissões de CO e HC mas requer um catalisador de 3-vias para reduzir NO_x . Porém esta combinação implica em um complexo problema de controle, uma vez que mais de 1% de desvio na relação ar-combustível (em relação ao valor estequiométrico) pode corresponder a 50% de degradação na eficiência de

catalisador (Dan Cho & Oh, 1993). Por essa razão, a implementação de meios eletrônicos nos sistemas de controle de injeção/ignição é imperativa.

4. CONTROLADORES GPC

Controladores GPC (Clarke et al., 1987) são baseados na otimização de um índice de desempenho quadrático que utiliza explicitamente um preditor de saídas futuras até que um horizonte de predição, baseado no sistema real, seja atingido. As ações de controle são admitidas nulas depois que se atinge um horizonte de controle. Assim, o GPC é usualmente classificado como uma estratégia de controle preditivo de horizonte finito, baseada em modelo. Neste trabalho, admite-se projeto sem restrições. Desse modo, uma lei de controle analítica pode ser obtida, ao contrário do caso que inclui restrições de estado onde somente podem ser alcançadas soluções numéricas quasi-ótimas. Os principais aspectos da aplicação do GPC ao controle da relação de ar-combustível são discutidas no trabalho de Lopes (1996).

5. ESTRUTURA DE MÚLTIPLOS MODELOS

Modelos lineares para projeto de controle são, em geral, válidos apenas numa estreita região em torno do ponto de operação. Por esta razão, para encontrar bom desempenho sob condições transitórias, o modelo escolhido para o projeto de controle deve mudar de acordo com as diferentes regiões de operação. A sincronização dos modelos pode ser feita por uma estratégia de Múltiplos Modelos, onde a incerteza de cada um dos vários modelos linearizados é comparada e o modelo mais adequado para aquela condição particular é selecionado. A técnica dos Múltiplos Modelos tem sido usada para controle de sistemas não lineares desde os anos 70 com bons resultados (Narendra & Balakrishnam, 1995). O esquema para simulação da estrutura Múltiplos Modelos (MMGPC) é mostrado nas Figuras 3 e 4. Na Figura 4, todos os 17 modelos linearizados estão rodando em computador, e portanto, são amostradas 17 funções de erros em intervalos regulares. Supondo que em um determinado momento o *i*-ésimo modelo tem o menor valor absoluto entre as funções-erro, então a lógica de chaveamento troca o atual modelo pelo *i*-ésimo modelo. Portanto, para o próximo passo, a ação de controle será calculada baseada no *i*-ésimo modelo e os mesmos passos são repetidos em intervalos de tempo subsequentes.

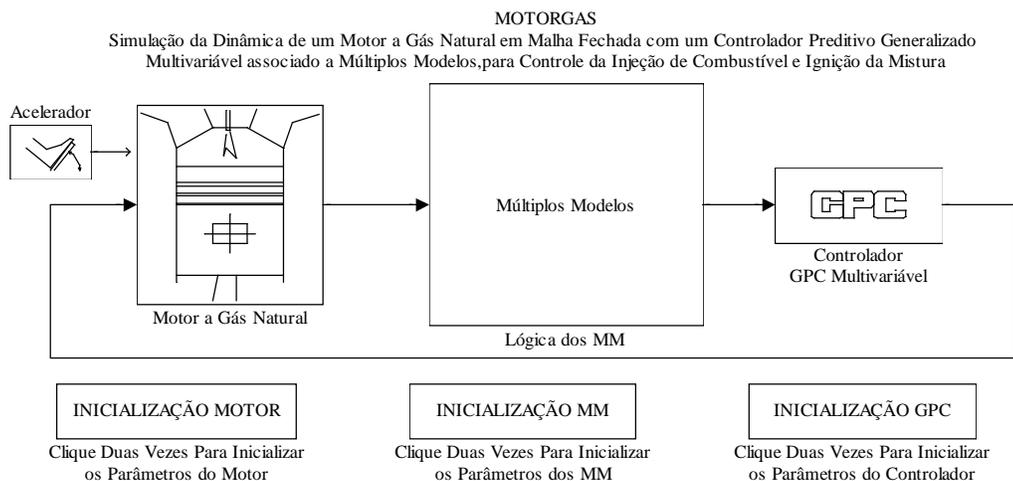


Figura 3. Esquema geral dos Múltiplos Modelos

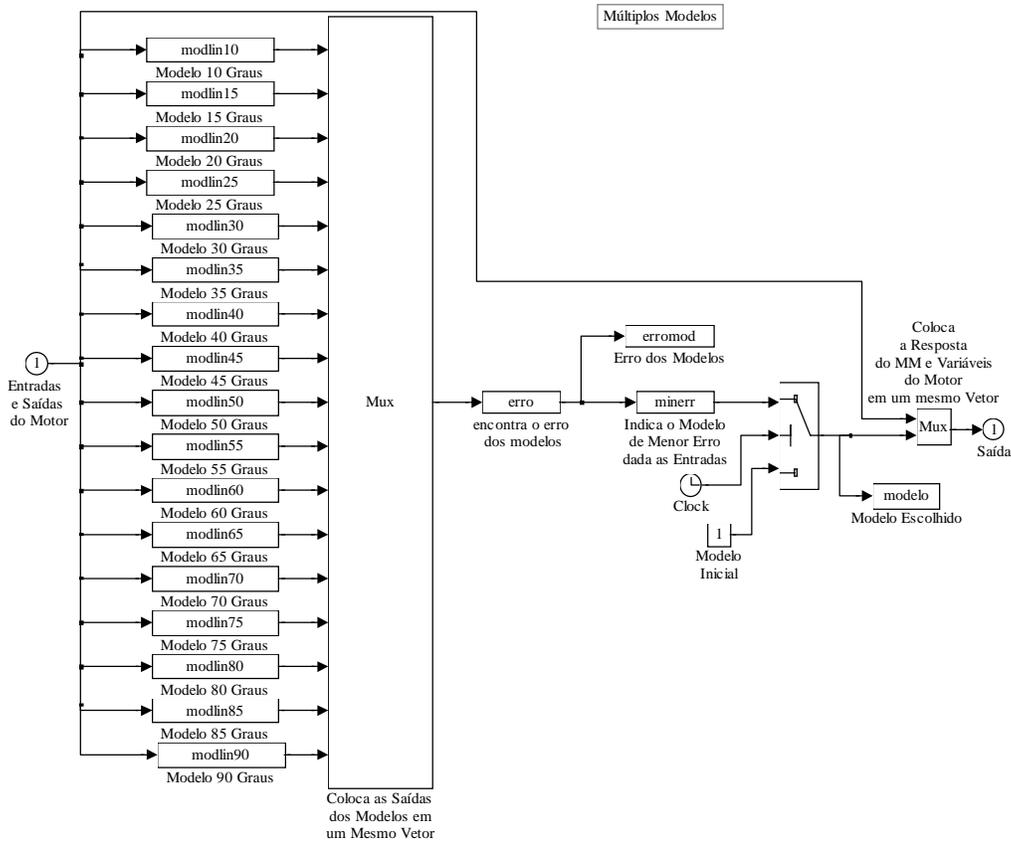


Figura 4. Esquema de Simulação dos Múltiplos Modelos

6. ESTRUTURA GAIN SCHEDULING

Gain Scheduling é também uma técnica de controle de sistemas não lineares conhecida há décadas (Astrom & Wittenmark, 1989). O *Gain Scheduling* original está baseado na identificação de diferentes condições operacionais do sistema dinâmico não linear e no uso de ganhos de controle pré-especificados para cada condição. Aqui, esta estratégia é modificada no sentido de calcular ganhos que são aplicados a 4 modelos linearizados do motor e, além disso, o controlador GPC também é ativado para produzir um controle mais refinado. A idéia dessa estratégia é adicionar ganhos pré-especificados para a malha de controle de modo a evitar grandes excursões da relação de ar-combustível que ocorrem quando o pedal do acelerador sofre mudanças rápidas. A estrutura básica para simulação do *Gain Scheduling* (GSGPC) é mostrada na Figura 5.

MOTORGAS
Simulação da Dinâmica de um Motor a Gás Natural em Malha Fechada com um Controlador
Preditivo Generalizado Multivariável associado a um Esquema de Compensação em Avanço
"Gain Scheduling" para Controle da Injeção de Combustível e Ignição da Mistura

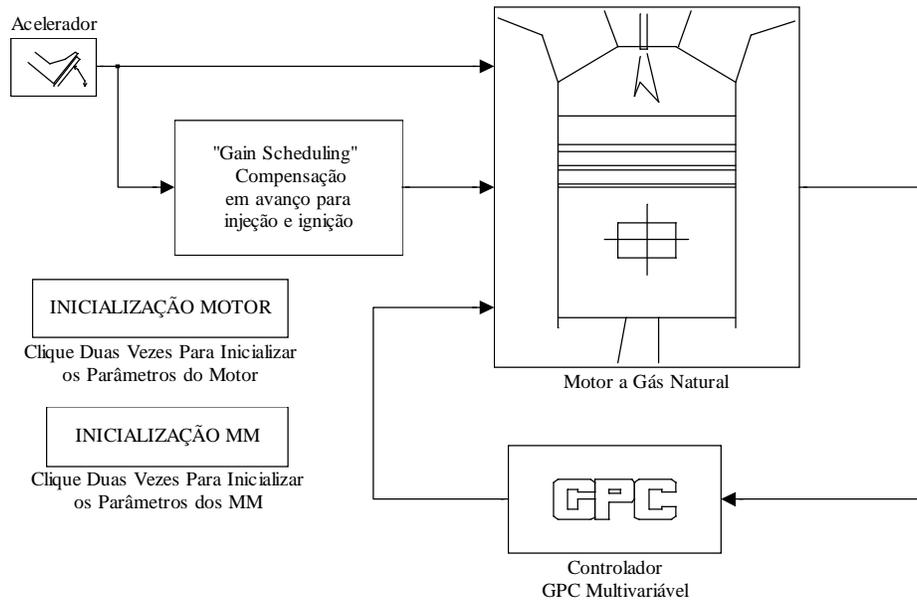


Figura 5. Esquema de Simulação *Gain Scheduling* com GPC

7. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O modelo não linear do motor descrito na seção 2 representa o sistema real para este estudo de simulação. O mapa do motor é dividido em 17 regiões para o cálculo dos Múltiplos Modelos, onde cada região corresponde a um ângulo preestabelecido de abertura da válvula borboleta de entrada de ar, aumentando de 15° (vazão mínima) para 90° (vazão máxima). Os modelos linearizados são então identificados para cada região (Fleury et al., 1999) e implementados de acordo com a Figura 4. Para o método *Gain Scheduling*, o mapa é dividido em 4 regiões (modelos de: 15°, 25°, 35° e 60°) que, juntamente com uma função de ganhos de injeção e ignição, auxiliam o GPC.

Dois transitórios severos são impostos ao motor no sentido de que são simuladas largas excursões do pedal por regiões onde o motor exibe forte comportamento não linear. As não linearidades do sistema são mais pronunciadas na faixa de 20 a 50 graus de variação angular da válvula borboleta.

A figura 6 mostra os resultados de um transitório de aceleração de 20° para 70°, imposto no instante 1.5s. O intervalo de tempo antes desse instante é usado para estabilizar o simulador em torno de um ponto de equilíbrio. Verifica-se que as duas estratégias conseguem controlar o motor fazendo-o retornar à faixa desejada de $\pm 1\%$ em menos de 0.2 segundos, apesar da situação crítica da mudança de 20° para 70°. O comportamento do MMGPC é superior por causar uma excursão máxima da ordem de 25% contra 40% do GSGPC.

A figura 7 mostra um transiente crítico de desaceleração com o pedal voltando de 50° para 30°. Como no caso anterior, os tempos de acomodação (em torno de 1%) para o MMGPC e para o GSGPC são da ordem de 0.2 segundos e a excursão máxima do MMGPC (5%) foi menor que a do GSGPC (12%).

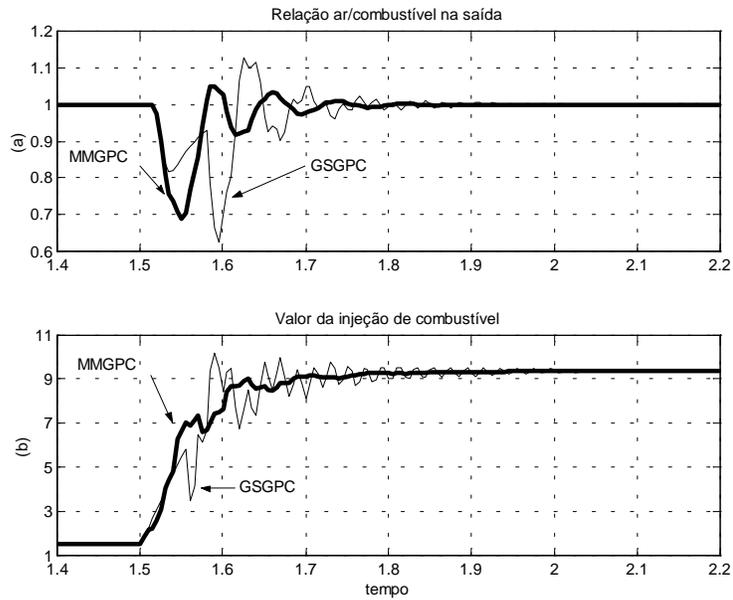


Figura 6. Simulação do transitório de 20 graus para 70 graus
(a) Relação A/C na saída ; (b) Injeção de combustível

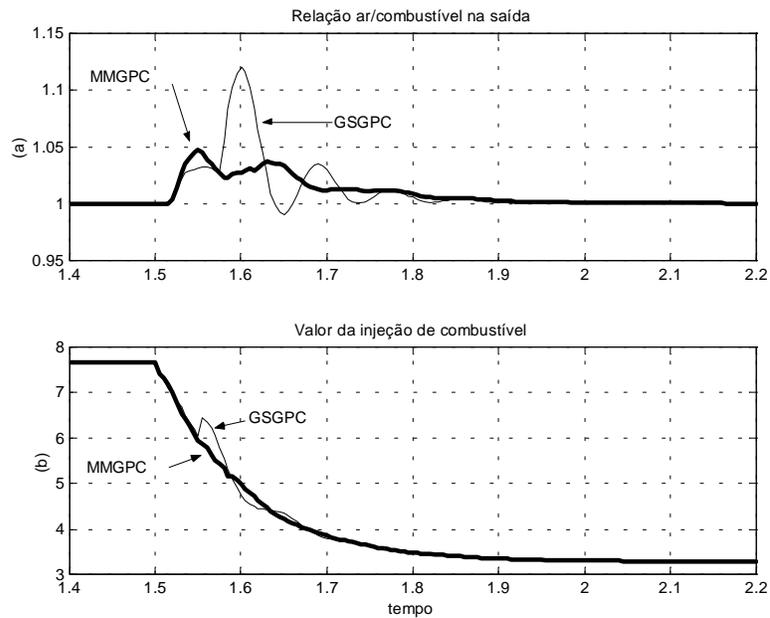


Figura 7. Simulação do transitório de 50 ° para 30 °
(a) Relação A/C na saída ; (b) Injeção de combustível

8. CONCLUSÕES

Os resultados de simulação alcançados demonstram que é possível controlar transitórios severos em um motor a gás natural em curtos intervalos de tempo com pequenas excursões

fora dos valores nominais de operação. A estratégia dos Múltiplos Modelos acoplada ao GPC mostrou ser uma técnica muito promissora embora sua implementação prática dependa de processadores com alta capacidade de processamento. A estrutura *Gain Scheduling* com GPC necessita ainda maiores investigações embora se verifiquem bons resultados com menor quantidade de processamento, quando comparados ao MMGPC.

Resultados anteriores obtidos pelos autores (Fleury et al., 1999b) comprovam que as estratégias mostradas no presente trabalho fornecem respostas muito boas em transitórios menos severos.

9. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem à FAPESP (Processo: 1993/00566-9) e ao CNPq (Processos: 300469/96-9 e 144269/1998-8) pelo apoio financeiro a parte desta pesquisa.

10. REFERÊNCIAS

- ASTRÖM, K.J. and WITTENMARK, B., 1989, "Adaptive Control", **Addison-Wesley Publishing Co.**
- CHANG, C. F., FEKETE, N. P., AMSTUTZ, A. and POWELL, J. D., 1995, "Air-Fuel Ratio Control in Spark-Ignition Engines using Estimation Theory", **IEEE Trans Contr Syst Techn**, v.3, (1), p.22-31
- CLARKE, D. W., MOHTADI, C. and TUFFS, P. S., 1987, "A Generalized Predictive Control – part I: The Basic Algorithm", **Automática**, v.23, n.2, p.137-148
- DAN CHO, D. and OH, H. K., 1993, "Variable Structure Control Method for Fuel-Injected Systems", **ASME J Dyn Syst Meas Contr**, v.115, p.475-481, September.
- FLEURY, A. T., YOSHINO, F. J. and HAYASHI, F., 1999a, "Natural Gas Internal Combustion Engines Control using Predictive Controllers and Multiple Models", **Applied Mechanics in the Americas**, v. 8, p.1193-1196.
- FLEURY, A. T., FREITAS JR, F. S. and LOPES, J. A., 1999b, "A comparison between Different Generalized Predictive Control Strategies for Air/Fuel Ratio Control in Natural Gas Internal Combustion Engines", **Eurodiname'99 Proceedings of the Dynamic Problems in Mechanics and Mechatronics**, Reimsburg, Germany, p.63-69,
- FLEURY, A. T., LOPES, J. A., MOSCATI, N. M., NIGRO, F. E. B. and TRIELLI, M. A., 1997, "Modelling and Simulation Results for a Natural Gas Internal Combustion Engine Coupled to a Hydraulic Dynamometer", **RBCM/J Braz Soc Mech Sciences**, v. XIX, n.2, p.121-137.
- LOPES, J. A., 1996, "Um Controlador Preditivo Generalizado (GPC) Aplicado ao Problema de Controle da Relação Ar/Combustível em Motores Ciclo Otto, Operando Com Gás Natural, Com Vistas em Redução de Emissões", **Dissertação de Mestrado**, Universidade de São Paulo, 134 ps.
- LOPES, J. A. and FLEURY, A. T., 1995, "A Dynamic Model for Fuel Injection/Ignition Control of Natural Gas Internal Combustion Engines", **Proceedings DINAME 95/VI Symposium on Dynamic Problems in Mechanics**, Caxambu, MG, Brazil, p.57-60, March.
- MOSKWA, J. J., 1993, "Sliding Mode Control of Automotive Engines", **ASME J Dyn Syst Meas Contr**, v.115, p.687-693.
- NARENDRA, K. S. and BALAKRISHNAM, J., 1995, "Adaptive Control using Multiple Models", **IEEE Control Syst Magazine**, p.171-187, Feb.

DESENVOLVIMENTO DE UM SISTEMA DE MEDIÇÃO PARA O ESTUDO DA MARCHA HUMANA

Marcio Augusto Martin

Luiz Carlos de Queiroz

Geraldo José Pedran

Tamotsu Hirata

Universidade Estadual Paulista (UNESP), Brasil, 12500-000

E-mail: isabel_marcio@uol.com.br

Resumo

A avaliação do deslocamento do centro de gravidade (CG) do corpo humano durante a caminhada é um parâmetro fundamental para analisar o equilíbrio dinâmico de um paciente com problemas articulares, diabéticos ou com perna mecânica. Neste trabalho apresenta-se uma proposta de um sistema de medição da força de reação no solo associada à determinação do movimento do centro de massa do corpo humano durante a marcha. O método consiste da medição feita por um sistema de aquisição de dados de força de contato com o solo e da filmagem de um ponto fixado no corpo de um voluntário, que se movimenta sobre uma esteira elétrica. Um programa computacional foi desenvolvido para análise da filmagem do ponto luminoso, determinando-se, então, o movimento do centro de massa do corpo humano. Resultados experimentais do movimento de centro de massa foram analisados de acordo com as fases de apoio dos pés obtidos pela aquisição de forças de contato.

Palavras-chave : Biomecânica, Sistema de Medição, Marcha Humana, Centro de Massa

1. INTRODUÇÃO

O controle de equilíbrio postural é uma tarefa permanente na atividade humana, principalmente, para as pessoas de terceira idade como maneira de prevenção de acidentes. E também como um indicador do desenvolvimento de padrões coordenados de movimento onde o controle do equilíbrio postural é dependente do posicionamento do centro de massa do corpo. Esta dependência provém da necessidade de controlar os movimentos internos a fim de contrabalançar o efeito gravitacional, Mochizuki (1997).

O controle de equilíbrio dinâmico durante o movimento de locomoção é realizado através da variação angular dos eixos articulares, tais como, tornozelos, joelhos, quadris, juntamente com as articulações do membro superior do corpo, Nashner (1985). Há forte indício de que o principal regulador para manter o controle de equilíbrio postural está relacionado com o posicionamento do centro de gravidade do corpo, Dietz (1991).

Para avaliar o sistema motor humano em termos de equilíbrio corporal, Kulger et al (1982) desenvolveram a Teoria de Sistemas Dinâmicos (TSD), novas formas de entender e abordar o desenvolvimento de habilidades motoras. De acordo com a TSD a complexidade de analisar o sistema motor humano provém do fato de o sistema variar com o tempo, possuir muitos graus de liberdade, não conservativo durante o contato com o solo e não linear devido

às características corporais, possuindo flexibilidade e amortecimento não lineares. Além destes fatos citados, Michaels (1981) acrescenta a influência dos movimentos de segmentos vizinhos. Quando o corpo realiza o movimento, um determinado segmento vizinho interfere no movimento de outro segmento através da relação intra-articular, amenizando o problema proveniente dos graus de liberdade.

Quanto ao registro dos movimentos do corpo humano, uma análise cinemática da marcha consiste de uma descrição do movimento do corpo como um todo e/ou segmentos corporais com relação uns aos outros. Na aplicação em clínica a cinemetria é utilizada para a análise quantitativa da marcha. Este método requer apenas pequena quantidade de equipamentos e um dispêndio mínimo de tempo, avaliando os padrões de movimento, desvios da normalidade, posturas corporais e ângulos articulares em pontos específicos do ciclo da marcha. A análise cinemática quantitativa da marcha é usada na obtenção de informações sobre variáveis do tempo e deslocamentos dos membros que são afetados por uma série de fatores como idade, sexo, altura, peso, nível de maturação e tipo de calçado, Alencar (1996). Ao registrar os deslocamentos dos pontos específicos do corpo, em geral, são utilizados duas ou três câmaras, filmando as trajetórias dos pontos através de marcadores nos membros. As trajetórias assim registradas são calculadas posteriormente com relação à referência, utilizando uma técnica denominada Direct Linear Transformation (DLI), Correa (1996).

Por outro lado, as forças de contato entre a superfície de apoio e os pés são fundamentais para a análise das características do andar ou do correr, tanto em termos das intensidades das forças quanto na dependência da intensidade da força com o instante de tempo, Gooda (1977).

A análise das forças de contato podem servir, também, para auxiliar a reabilitação de um paciente com problemas no andar, Terashima (1996), ou para corrigir a forma de corrida de um atleta, Cavanagh (1985).

O estudo e a determinação das forças de reação do solo sobre o aparelho locomotor humano durante o andar e durante o correr, bem como o desenvolvimento de plataformas de forças para piso fixo e para esteiras foram realizados por diversos pesquisadores da área de biomecânica. Os levantamentos de dados experimentais de forças de contato para um andar normal com velocidade constante foram feitos por vários pesquisadores, começando por Elfman em 1939, medindo as forças normais à superfície de contato. Para um melhor acompanhamento da marcha humana em seu aspecto dinâmico, o uso da placa de forças instalada em uma esteira ergométrica foi ampliado, Kram (1989), Dingwell (1996), Silveira (1997) e Queiroz *et al* (1999). Neste trabalho, um sistema de medição foi desenvolvido baseado na determinação do movimento do centro de massa durante a marcha sobre a esteira elétrica e na aquisição de forças de contato correspondentes.

2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA

2.1 Sistema de medição de força de contato

Uma plataforma de força foi projetada e construída para ser adaptada numa esteira ergométrica elétrica comercial para determinação da componente vertical da força de contato durante a marcha humana, considerando os parâmetros sensibilidade e resistência para ensaios com pessoas de massas no intervalo de 20 a 120 kg. Essa plataforma de força é composta por duas placas retangulares metálicas e independentes fixadas numa estrutura metálica apoiada por 4 vigas metálicas de seção transversal retangular, onde são colados extensômetros nas faces superior e inferior, com o objetivo de medir a força exercida sobre a placa. Para este trabalho, foi instrumentada apenas a placa do lado direito e somente medidas as componentes verticais da força de reação da superfície de apoio do pé direito. Visando à eliminação de

interferências devidas a sinais de vibrações, a esteira e a plataforma de força foram fixadas no solo.

A obtenção do sinal elétrico correspondente à variação de força foram feitos através de 8 extensômetros de 120Ω colados nas vigas de sustentação da placa.

O sinal de tensão elétrica proveniente das deformações dos extensômetros foram coletados através de uma ponte para extensometria. Antes do registro, o sinal obtido foi filtrado com um filtro passa baixa, com frequência de corte de 10 Hz, para eliminar as interferências indesejáveis tais como as provenientes do motor elétrico. Na figura 1 mostra-se o esquema do sistema de coleta de dados.

Os dados obtidos foram, posteriormente, analisados em termos da variação de forças de reação durante o período de contato do pé com a plataforma.

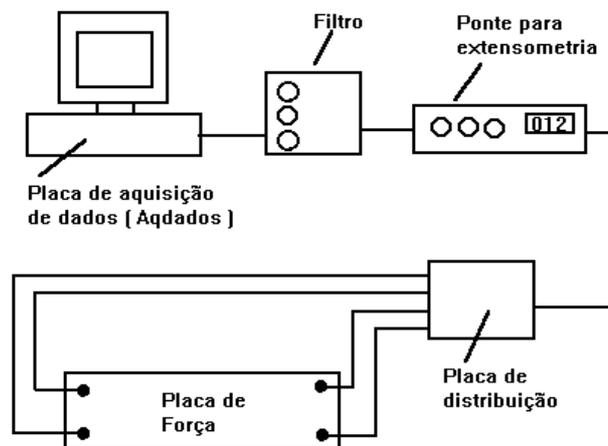


Figura 1. Esquema para medidas de forças de contato

2.2 Sistema de captura de imagens

Com o objetivo de estudar as posições do CG e permitir que essas posições sejam avaliadas e determinadas, foi montado um sistema de aquisição de imagens conforme mostrado na figura 2.

Um voluntário movimenta-se sobre uma esteira elétrica comercial, a uma velocidade controlada de 1,0 m/s, tendo um LED (L4) fixado às suas costas, na altura do CG de seu corpo, estando o corpo na posição anatômica como definido pela literatura. Durante a marcha, o ponto luminoso L4 descreve uma trajetória semelhante à do CG.

Enquanto o sujeito se movimenta, uma câmara de vídeo capta imagens do ponto luminoso L4. As posições de L4 no início e no fim do contato do pé direito com a placa são definidas pelo ponto luminoso L1, que se acende quando o sujeito toca a placa de força no início do contato e se apaga no instante em que o pé é retirado da placa. Durante um determinado intervalo de tempo imagens são capturadas e registradas, sendo a seguir processadas por um software, especialmente desenvolvido, que, além de permitir uma análise qualitativa do movimento, determina as posições dos pontos luminosos L1, L2, L3 e L4, registrando-as para análises posteriores. As posições do ponto luminoso L4 são avaliadas em termos de coordenadas cartesianas, determinadas a partir de escalas de vídeo tendo como referencial horizontal a distância de 0,79 m entre os pontos luminosos fixos L1 e L2 e, como referencial vertical, a distância de 0,59 m entre os pontos luminosos fixos L2 e L3. Uma visão geral do sistema de captura de imagens é mostrada na figura 2.

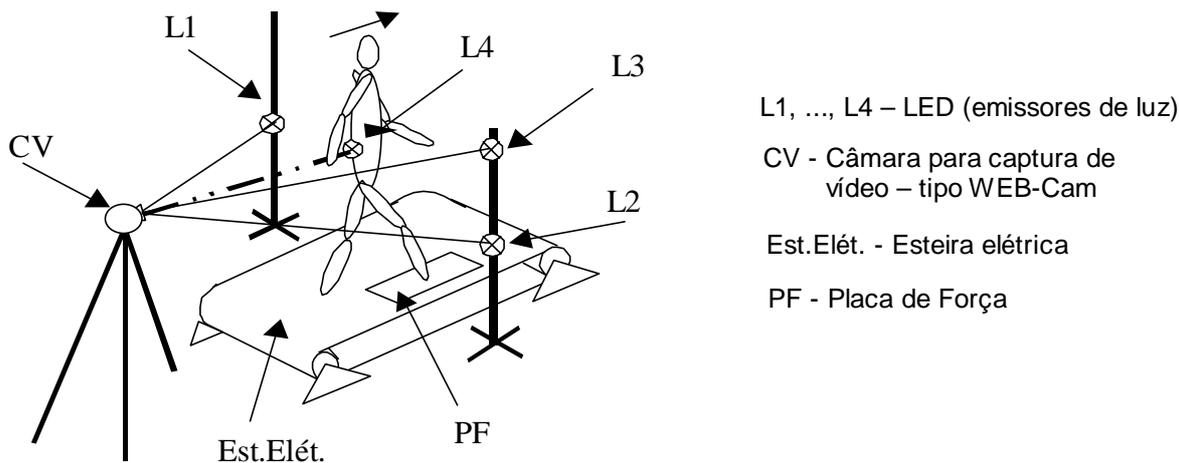


Figura 2. Esquema do sistema de captura de imagem

3. RESULTADOS

As figuras 3a e 3b apresentam os resultados de dados experimentais da componente vertical da força de contato medida durante 10s, utilizando o sistema de aquisição de dados esquematizado na figura 1. A figura 3a mostra resultados gráficos obtidos a partir dos sinais dos extensômetros instalados na plataforma de forças e registrados pelo software AQDADOS. As curvas de forças de contato, figura 3b, foram normalizadas tanto no tempo, em relação ao tempo de contato, quanto na força, em relação ao peso do voluntário, para facilitar a comparação com os dados obtidos por Winter.

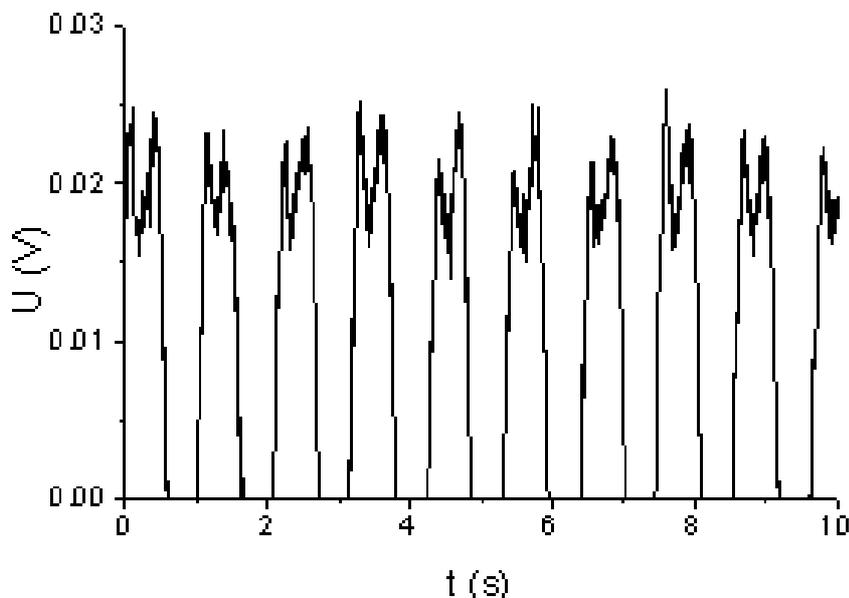


Figura 3a. Histórico de forças de contato

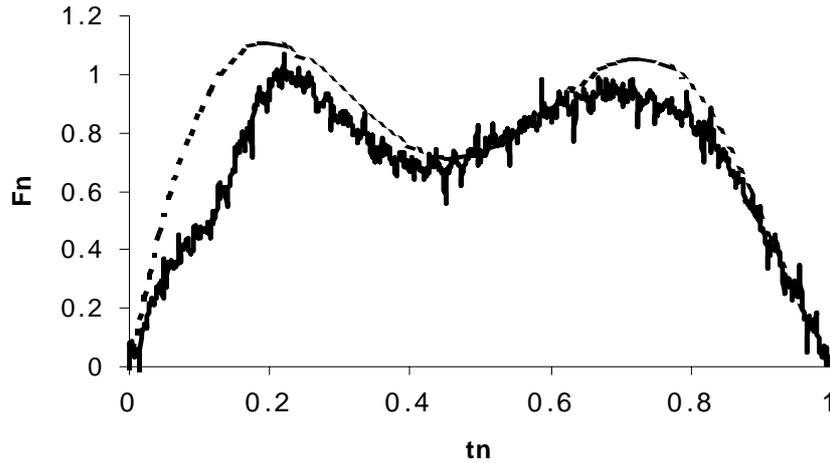


Figura 3b. Histórico de forças de contato

A figura 4 apresenta os resultados de cinemetria para avaliar o movimento do CG, mostrando exemplos de imagens capturadas dos pontos luminosos, L1, L2, L3 e L4, conforme disposição mostrada na figura 2. L1 emite luz sincronizada com a aplicação da força na placa de força.

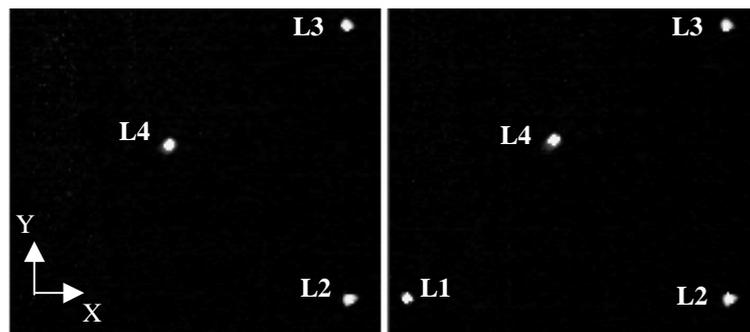


Figura 4. Exemplos de imagens capturadas

Após o processamento das imagens os pontos luminosos são localizados em termos de coordenadas cartesianas de acordo com a calibração do sistema de captura de imagens. A figura 5a apresenta uma amostra de variação do CG na direção vertical “y” durante um ensaio de 10 segundos. Finalmente, a figura 5b mostra a variação do CG em um intervalo de um passo completo, iniciando-se com a fase de contato do pé direito. A curva desta última figura foi suavizada com relação a curva original, que apresentou um certo ruído nos sinais.

A análise minuciosa das curvas da figura de força de contato, figura 3b, associada à figura de variação do CG, figura 5b, servirão para avaliar os comportamentos dinâmicos do indivíduo durante a marcha, principalmente na fase de contato onde há a transmissão da força interna para a externa.

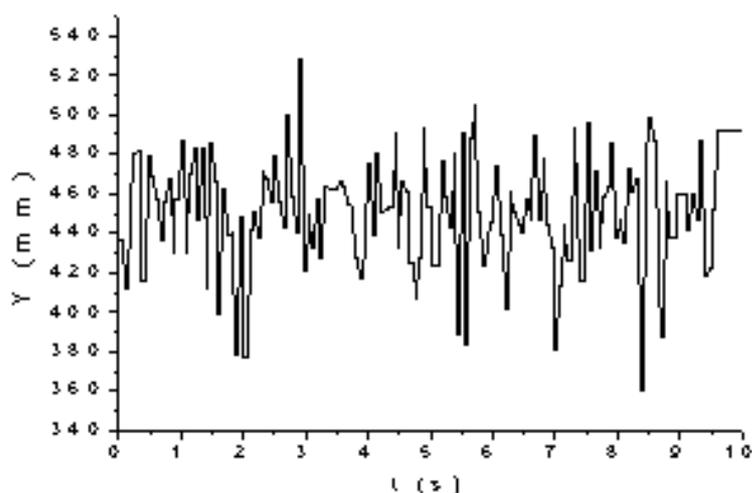


Figura 5 a. Histórico dos deslocamentos verticais “y” do CG – intervalo de 10 segundos

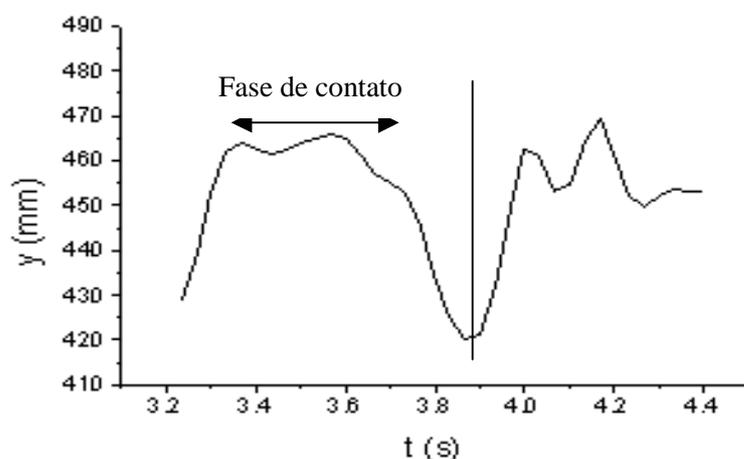


Figura 5b. Histórico dos deslocamentos verticais “y” do CG – um passo completo

4. CONCLUSÕES

O método de avaliação do comportamento dinâmico proposto durante a marcha humana baseou-se no desenvolvimento de sistema de medição de forças de contato associado ao sistema de captura de imagens do deslocamento do CG do indivíduo. Os resultados experimentais de forças de contato apresentaram as características das curvas bem semelhantes às curvas apresentadas por Winter.

O sistema de captura de imagens, embora ainda em fase de testes demonstra possuir aplicabilidade, devendo ser aperfeiçoado em relação às fontes de luz que ainda apresentam distorções cromáticas, gerando ruídos no processamento das imagens.

No aspecto geral o projeto possui condições de ser utilizado em condições reais, atendendo à sua proposta de ser economicamente viável.

5. REFERÊNCIAS

- Cavanagh, P. et al., 1985, "An approach to Biomechanical profiling of elite distance runners", *Int. J. Sports Biomech.*, v. 1, p. 36-62.
- Correa, S.C. et al., 1996, "Análise de variação na energia mecânica do andar na esteira rolante e no piso fixo", VII Congresso Brasileiro de Biomecânica, Campinas-SP, p. 234-239.
- Dietz, V. and Horstmann, G.A., 1991, "Afferent control of posture", J. Stelmach, G.E., *Tutorial in motor neuroscience*, p 209-223.
- Dingwell, J. B., Davis, B. L., 1996, "A rehabilitation treadmill with software for providing real-time gait analysis and visual feedback", *J. Biomechanical Engineering*, v. 118, p. 253-255.
- Elfmán, H., 1939, "Forces and energy changes in the leg during walking", *American Journal of Physiology*, v. 125, p.339-356.
- Gooda, S. and Kinoshita, G., 1977, *Robot Engineering*, Crona Pub. Co., Tokyo.
- Kram, R., Powell, J., 1989, "A treadmill-mounted force platform", *J. Applied Physiology*, v67, p. 1692-1698.
- Kugler, P.N. et al., 1982, "The development of movement control and coordination", John Wiley, New York.
- Michaels, C.F. and Carello, C., 1981, "Direct perception", Prentice-Hall, Englewood Cliffs..
- Mochizuki, L. et al., 1997, "A avaliação de parâmetros biomecânicos relacionados ao posturograma", VII Congresso Brasileiro de Biomecânica., Campinas-SP, p. 93-96.
- Nashner, L.M. and McCollum, G., 1985, "The organization of postural movements: a formal basis and experimental synthesis", *The Biomechanical and Brain Science*, vol. 8, p. 135-172.
- Queiroz, L.C., Martin, M.A. e Hirata, T.,1999, "Avaliação comparativa da força de contato da marcha humana", VIII Congresso Brasileiro de Biomecânica, Florianópolis-SC, p. 603-607.
- Silveira, E.D. et al., 1997, "Plataforma de força montada para instrumentação de esteira ergométrica para avaliação de marcha humana", VII Congresso Brasileiro de Biomecânica, Campinas, p. 216-221.
- Terashima, S. et al., 1996, "Three dimensional gait analysis for ankle fusion", *Proc. 73 th Annual meeting JSME*, Narashino, p. 548-549.
- Winter,D.A.,1991, "Biomechanics and Motor Control of Human Movement", Warterloo Press, Warterloo.

SISTEMA PARA AVALIAÇÃO DE DESEMPENHO TERMODINÂMICO EM AMBIENTES CONTROLADOS

Luís Mauro Moura

Nathan Mendes

Kátia Cordeiro Mendonça

André Luiz P. Possobom

Augusto Erzinger Jr.

Luís Fernando Oresten

Pontifícia Universidade Católica do Paraná, Centro de Ciências Exatas e de Tecnologia, Laboratório de Sistemas Térmicos, Rua Imaculada Conceição, 1155, 80215-901, Curitiba/PR, Brasil. E-mail: lmoura@ccet.pucpr.br

Resumo

Este trabalho descreve um sistema de aquisição, baseado em plataforma VXIbus, destinado à medição de grandezas inerentes a sistemas de refrigeração para avaliação de desempenho termodinâmico em ambiente controlado. O elemento principal deste sistema consiste em uma câmara climatizada onde temperatura e umidade relativa podem ser ajustados, entre valores de -10 a 60°C e 10 a 90% , respectivamente. O sistema prevê o emprego de sensores – sendo oitenta para sinais de temperatura (termopares tipo T) e outros 30 canais para outras grandezas.

Palavras-chave: Consumo de energia, Câmara climatizada, Instrumentação virtual, Sistemas térmicos.

1. INTRODUÇÃO

O principal equipamento do Laboratório de Sistemas Térmicos constitui-se de uma Câmara Climatizada de Testes de Sistemas Térmicos, equipamento destinado a simular ambientes diversos em seu interior, com temperatura e umidade relativa controlada. Consiste num compartimento de $2,5\text{m} \times 3,5\text{m} \times 3,0\text{m}$, cujo fornecimento de ar nas condições desejadas é conseguido por meio de um sistema de ar condicionado composto de duas unidades condensadoras externas à Câmara, com capacidade total de $8,7\text{ kW}$ ($\sim 29,8\text{ kBTU/h}$), que opera na faixa de -10°C a 60°C . O ar é conduzido por meio de dutos aos *dampers*, que possuem regulagem de inclinação de acordo com o fluxo necessário e que são controlados por CLP (Controlador Lógico Programável). Estes insuflam o ar pelo teto, sendo o retorno pelo piso. Como último estágio, existem duas resistências, que aquecem o ar de insuflamento se necessário.

Nesse ponto se encaixa o propósito deste trabalho, o qual inicia por uma criteriosa análise do sistema de medição e calibração dos componentes. Em seguida, apresenta-se a análise da junta de referência com relação à variação de temperatura e seu comportamento em regime transiente. Descreve-se também a determinação do gradiente de temperatura vertical da Câmara Climatizada, atividade necessária para a execução de ensaios em sistemas de refrigeração de acordo com a norma *ISO 8561* (1998).

2. DESCRIÇÃO DO SISTEMA DE MEDIÇÃO DA CÂMARA CLIMATIZADA

A função básica da Câmara Climatizada (doravante designada como CC) é a avaliação do comportamento de sistemas, sejam mecânicos ou elétricos, quando submetidos às condições determinadas do ambiente interno da câmara. Essa avaliação é feita, basicamente, através do monitoramento das temperaturas do sistema ou ao redor dele. O melhor exemplo que descreve esta função é o teste de sistemas de refrigeração. No produto, são monitoradas as temperaturas do sistema onde circula o gás refrigerante (evaporador, condensador, dispositivo de expansão e compressor), assim como as pressões do sistema e as temperaturas do ambiente refrigerado. O sistema de aquisição de dados realiza medições de 80 pontos de temperatura, 20 de pressão, fluxo de massa e calor e 02 transdutores destinados a grandezas elétricas, como tensão, corrente, potência e fator de potência, consumo, instalados nos produtos a serem testados.

Internamente a CC existe um quadro de conectores para facilitar o manuseio dos diversos sensores, o mesmo acontece externamente à câmara. Do quadro de conectores externo, sai a cablagem que conduzem os sinais até um bastidor intermediário, que por fim é interligado ao sistema VXI (*VMEbus Extensions for Instrumentation*). Esse sistema combina a versatilidade dos protocolos de comunicação GPIB (*General Purpose Interface Bus*) e VISA (*Virtual Instrument Software Architecture*) com uma nova arquitetura de equipamentos de instrumentação, o padrão VME (*Versa Module Eurocard*) que criou um sistema de módulos de instrumentação em placas, que são utilizadas num bastidor ou chassi para a aquisição e tratamento do sinal. Este chassi possui um barramento traseiro de conectores que são especialmente projetados para conferir alta performance aos instrumentos, com o mínimo de perdas e ruído e máxima sincronização.

O sistema de aquisição de sinais é composto basicamente por uma placa multiplexadora Tektronix VX4330, um multímetro de 6.5 dígitos Tektronix VX4237, um outro multímetro de 4.5 dígitos Tektronix VX4234 e um conversor D/A Tektronix VX4730. A placa Tektronix VX4330 realiza a multiplexação dos sinais, podendo ser configurada via *software* para chavear, sinais a um, dois ou quatro fios. É composta de 120 canais (configuração com um pólo positivo e outro negativo) organizados em seis seções de dois blocos cada, totalizando 12 blocos de 10 canais adquirindo sinais a dois fios (exemplo: sinais de termopares), e pode ser configurado para disposições diferenciadas, como por exemplo a união de seções em série para aumentar o número de canais medindo a dois fios, por exemplo, ou constituir uma única seção de 240 pontos de leitura. Possui conectores de 160 pinos padrão *DIN*, com cabo especial dotado de blindagem contra interferências eletromagnéticas.

Tendo sido devidamente recebidos e organizados (*queued*), os sinais são encaminhados ao multímetro Tektronix VX4237. Esta unidade pode ter o comando de *trigger* programável, realizar até 1000 leituras por segundo, efetuar calibração automática programável, e auto-diagnóstico. A resolução é selecionável para 6.5 dígitos (seis-e-meio dígitos – resolução = 0,0000001 V), 5.5 ou 4.5 dígitos, além de permitir a seleção de medição entre tensão, corrente e resistência a dois ou quatro fios.

O sistema é conectado ao PC por meio de uma placa *VXI-MXI-2* (*National Instruments*), onde é controlado por um programa especialmente desenvolvido que permite o acompanhamento e manipulação dos dados assim como sua visualização (Mendes, 2000).

2.1. SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TEMPERATURA

A leitura de temperatura é realizada por termopares tipo T e utilizando uma junta de referência, conforme Fig. 1. A junta de referência constitui de um bloco isotérmico de alumínio com dimensões de 300 mm de diâmetro e altura de 400 mm, com 102 furos usinados com diâmetro de 8 mm por 250 mm de profundidade. Os furos são preenchidos com óleo

lubrificante, com o objetivo de melhorar o contato térmico. Em razão de sua grande capacidade térmica e uma isolação externa, consegue-se uma grande estabilidade em sua temperatura. A temperatura de referência do bloco é determinada através de três termorresistores (sensores tipo PT100) que permanecem inseridos no mesmo.

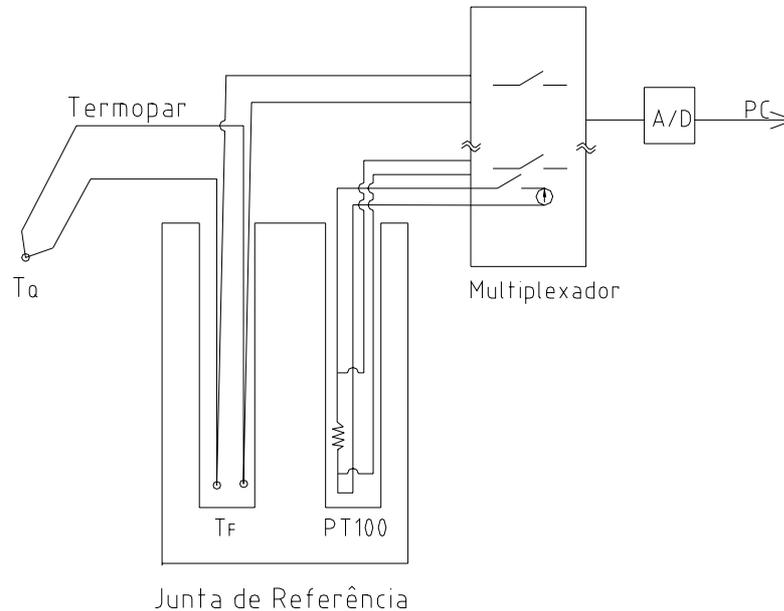


Figura 1. Esquema de uma junta de referência (A ilustração é apenas esquemática, não representando a especificação real)

Os termopares são calibrados em relação ao ponto de fusão da água (0°C), obtendo-se uma curva de temperatura em função da tensão medida, que pode ser expressa através do seguinte polinômio:

$$T = a_0 + a_1\varepsilon_0 + a_2\varepsilon_0^2 + \dots + a_n\varepsilon_0^n = f(\varepsilon_0) \quad (1)$$

onde os coeficientes a_0, a_1, \dots, a_n são características de cada termopar.

Ocorre que a temperatura do bloco da junta de referência é diferente da temperatura de calibração. Moura (1993) mostra um tipo de compensação desse problema que pode ser programado via *software*, utilizando a temperatura determinada pelas termorresistências, a partir da equação abaixo:

$$T_Q = f(\Delta\varepsilon_{Q-F} + f^{-1}(T_F)) \quad (2)$$

onde T_F é a temperatura da junta de referência, medida pelo sensor PT100, T_Q é a temperatura a ser medida e $\Delta\varepsilon_{Q-F}$ é a tensão gerada pelo termopar, correspondente à diferença de temperatura entre T_Q e T_F . Esse esquema de compensação pode ser visualizado graficamente na Fig. 2.

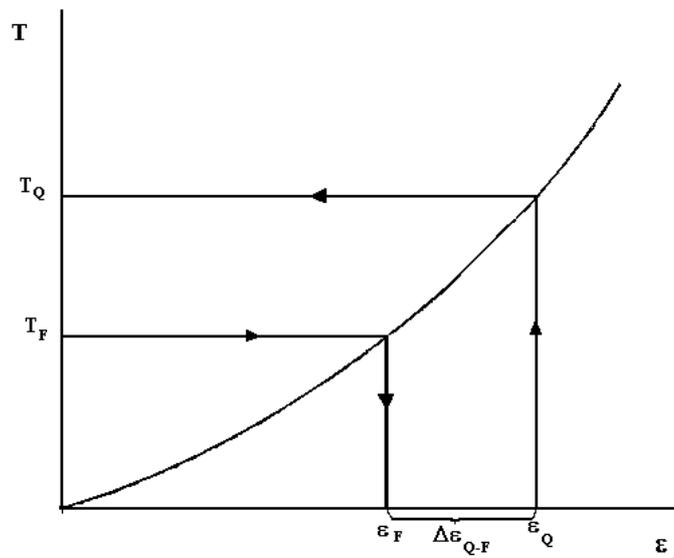


Figura 2. Representação gráfica da compensação da temperatura da junta

2.2 Calibração e verificação dos elementos sensores de temperatura

Os termopares tem a descrição de seu processo de calibração dividido em duas partes, de acordo com o seu uso: os que são usados para instalação no sistema a ser estudado, e os internos ao sistema de medição, isto é, aqueles que fazem parte da cablagem interna da CC. Os primeiros têm suas características levantadas a partir das características metrológicas do tipo de termopar usado na junta. As características se resumem aos coeficientes do polinômio característico do termopar.

A leitura do sinal dos termopares internos para calibração será feita através do equipamento Omega CL8300, que injeta um sinal de tensão compatível com a ordem de grandeza dos termopares. Esse sinal é lido pelo sistema de aquisição VXI, e a diferença correspondente à leitura injetada corresponde ao erro.

Os termorresistores foram adquiridos calibrados de uma empresa rastreada. Seu método de calibração consiste na comparação da medição da temperatura de um termorresistor padrão com a do sensor calibrado, e a determinação da resistência esperada naquela temperatura. É assim estabelecida a partir dos dados obtidos a equação característica do sensor, da forma (Moura, 1993):

$$R_t = R_0 (1 + AT + BT^2) \quad (3)$$

Onde:

T = Temperatura a medir;

R_t = Resistência na temperatura a medir;

R_0 = Resistência em $T = 0^\circ\text{C}$;

A, B, N = Constantes características do material do sensor, constantes do certificado de calibração.

2.3 Calibração dos Transdutores de Pressão

Os transdutores de pressão (fabricação HBM) usados na CC utilizam extensômetros de resistência (*strain gages*), que convertem a deformação neles ocasionada por uma força em uma tensão que tira do equilíbrio o circuito de uma Ponte de Wheatstone.

Para que fosse feita a calibração desses sensores, é necessário um aparelho que forneça um valor de pressão de referência para a comparação entre essa excitação e o que é adquirido pelo transdutor, o que foi conseguido através do uso de uma máquina de peso morto (Ashcroft tipo 1305D).

A calibração foi realizada com o mesmo sistema de aquisição que será efetivamente utilizado nas medições reais: alimentação do transdutor a partir da placa VX4730 (placa conversora D/A), chaveamento do sinal de pressão pela placa VX4330 e leitura pela placa VX4237. A alimentação do transdutor, que demanda uma tensão de 0 a 12V, foi feita nos níveis de 5V e 10V, de modo a verificar qual delas iria conferir a mínima dispersão da medição.

Foi notado que não houve variação significativa das características metrológicas dos transdutores ao variar a tensão de alimentação de 5V para 10V. A dispersão das medições nos dois casos permaneceu entre 0,001% até 0,05%, sendo que numa média em torno de 0,004%, ou seja, dentro do especificado pelo fabricante, que admite um erro máximo de 0,15%. Decidiu-se então usar como tensão padrão de alimentação a de 5V, garantindo que a medição não chegue ao final da faixa de operação da melhor resolução do voltímetro.

6. DETERMINAÇÃO DO GRADIENTE DE TEMPERATURA VERTICAL DA CÂMARA CLIMATIZADA (CC)

Da mesma forma que os produtos testados e os resultados dos ensaios devem seguir o conteúdo das normas que regem a construção e teste de sistemas de refrigeração, assim também se aplica para os dispositivos de teste. A câmara, por ser o elemento essencial nesse contexto, deve ter suas características de desempenho bem definidas para que se tenha uma fonte segura de avaliação do produto, a partir da estabilidade das características ambientais a ele fornecidas no momento do teste.

As normas da *ISO*, atualmente seguidas como referência para ensaios pelas organizações normativas ao longo do mundo, ditam certas características que devem ser alcançadas pelas câmaras climatizadas em condições de ensaio, de modo que o laboratório possa ser credenciado para a realização de ensaios. Dessa forma, faz-se necessário que a CC seja analisada quanto à sua capacidade de obter tais características.

A norma *ISO* 8561 (1998) determina que a temperatura em cada ponto de medição seja mantida constante dentro de $\pm 0,5K$ da temperatura nominal requerida para o ensaio.

Outra característica determinada diz que o gradiente vertical da CC, isto é, a diferença entre as temperaturas medidas na vertical, desde o chão até uma altura de 2 m, não deve exceder 2K/m. Por fim, é arbitrado que a diferença máxima entre a temperatura da superfície e a do ambiente de teste não pode ultrapassar 1,5K; caso contrário, deverá ser construída uma plataforma de altura tal que atenda a norma para a região inferior do produto.

Faz-se necessário então um procedimento para a determinação destes dados. A primeira providência diz respeito à monitoração das temperaturas. Está é feita por meio de termopares do tipo massa (termopares inseridos dentro de um bloco de cobre para aumentar a constante de tempo térmica do sensor) que são posicionados em planos determinados ao longo da altura de 2 m tomada do chão da CC.

Considera-se a colocação de quatro produtos no interior da câmara (condição mais crítica), e os mesmos possuindo dimensões de 0,6 m de largura por 0,7 m de profundidade. A norma

ISO 8561 (1998) recomenda que os termopares para a medição da temperatura ao redor do produto estejam numa distância de 300 mm das paredes externas do produto. O estudo do *layout* dos produtos mostra que os espaços entre as laterais dos produtos são de 433 mm. Para que cada produto tivesse seu termopar de controle de temperatura da lateral, o espaço requerido deveria ser maior que 600 mm, o que fez com que fosse adotado somente um termopar para esses pontos.

No lado paralelo à parede lateral dos produtos, cogitou-se a hipótese de se usar somente um termopar no espaço de 900 mm. No entanto, como o vão é grande, corre-se o risco de não se monitorar com confiança a temperatura, ainda mais que a velocidade do ar insuflado é maior. Isso fez com que fossem adotados dois sensores na malha. Para os três planos de medição, tem-se então o total de 30 termopares.

O ensaio deverá ser conduzido nas seguintes temperaturas:

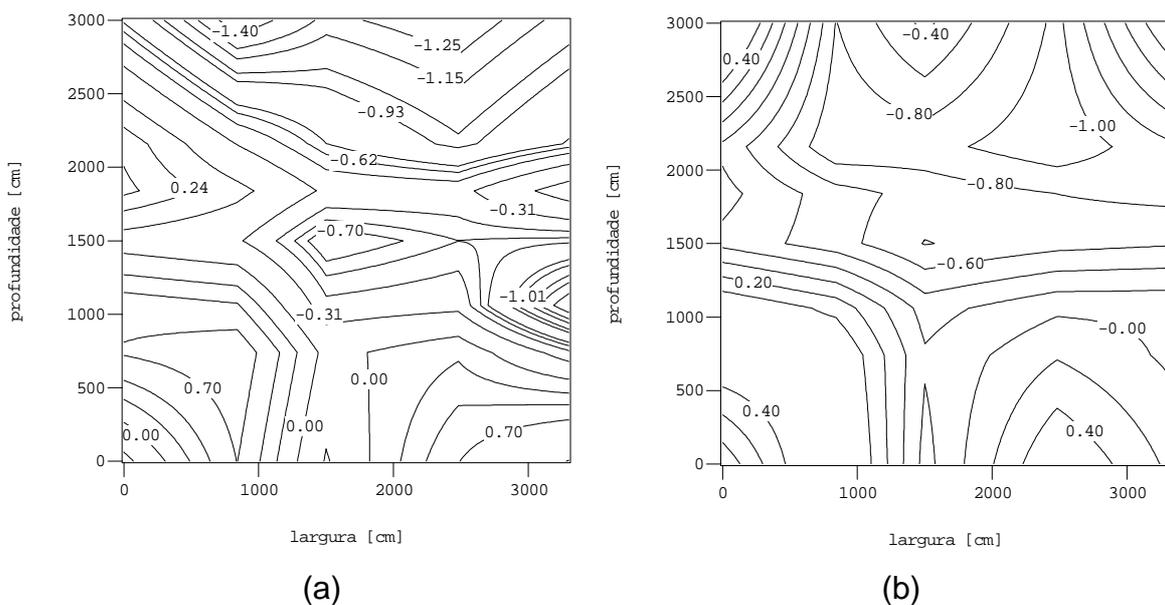
- Temperaturas de ensaios previstas nas normas ISO: 10°C, 18°C, 32°C, 43°C;
- Temperaturas no limite inferior da CC: 0°C e -10°C;
- Temperaturas no limite superior da CC: 50°C e 60°C.

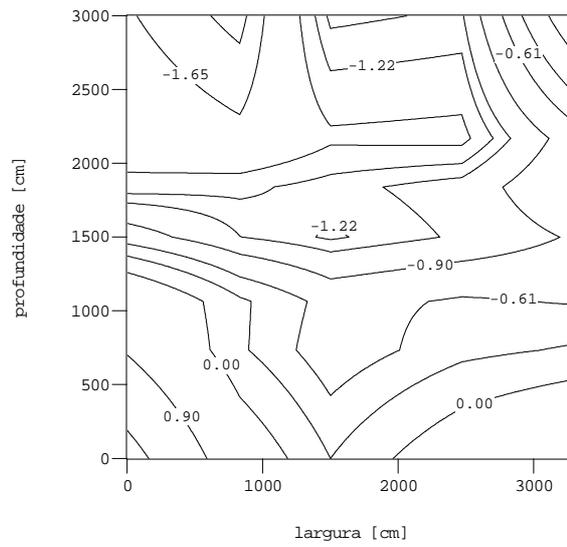
O tempo de ensaio para cada temperatura será de 24h, correspondente ao tempo de aquisição de dados para o Ensaio de Determinação do Consumo de Energia, e considerado por isso apropriado às necessidades mais imediatas do Laboratório de Sistemas Térmicos.

7.RESULTADOS

C Conforme descrito, segue uma análise da distribuição espacial e temporal de temperatura do ar no interior da câmara nas Figuras 3 a 5.

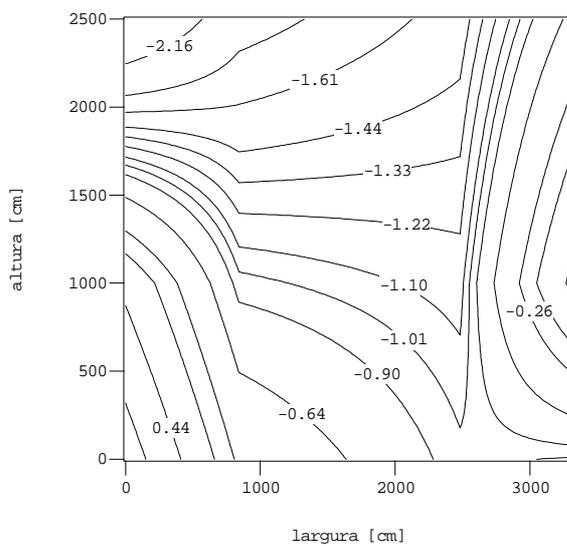
As Figuras 3 e 4 apresentam a distribuição espacial de temperatura em três camadas. Essas camadas encontram-se distanciadas de 1m, a primeira junto ao piso e depois a 1m e 2m de altura. Nota-se, através de análise do gradiente de temperatura, uma conformidade com a norma ISO.



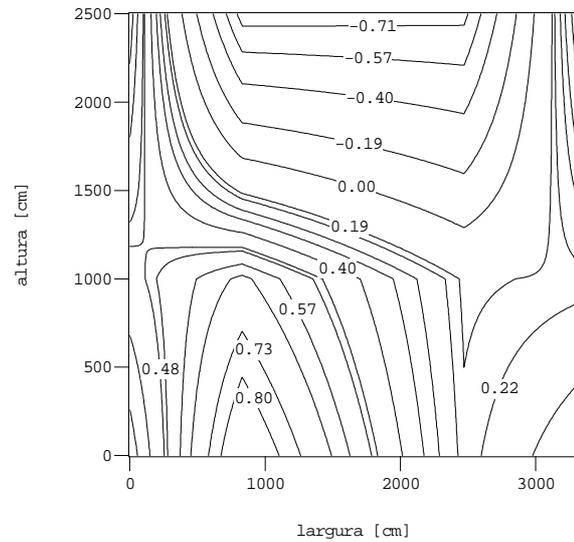


(c)

Figura 3. Diferença de temperatura [K] em torno do ponto de ajuste (32°C),
a) piso, b) 1 m de altura, c) 2 m de altura



(Frente)



(Fundos)

Figura 4. Diferença vertical de temperatura (K) em torno do ponto de ajuste (32°C)

Mostra-se, na Figura 5, a evolução da temperatura no tempo de um dos sensores durante o ensaio, onde observa-se concordância com a norma, pois a variação de temperatura nunca ultrapassa 0,5K.

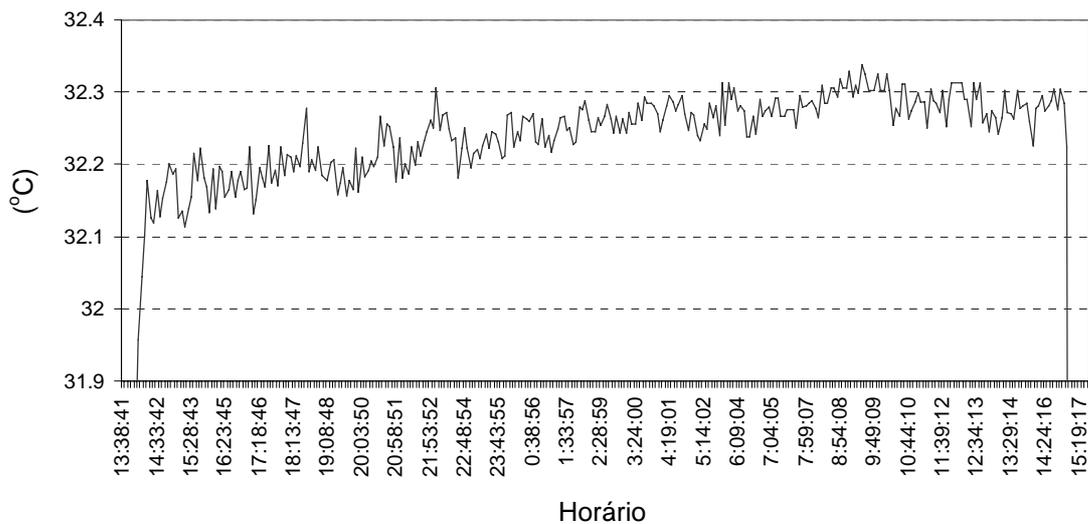


Figura 5. Evolução temporal do sensor 32, do teste de estabilização do dias 12 e 13/1/00, Ponto de ajuste da câmara: 32°C, Média de Temp. 32,21°C, Temp. Máxima 32,33°C, Temp Mínima 32,11°C

8. CONCLUSÃO

Descreveu-se neste trabalho os procedimentos utilizados para a análise e calibração de uma Câmara Climatizada para avaliação de desempenho termodinâmico de sistemas. A documentação desta etapa é necessária para a posterior certificação do LST/PUCPR para a realização destes ensaios, seja em sistemas de refrigeração e/ou aquecimento. As medidas obtidas demonstram que o equipamento está de acordo com as normas *ISO 8561* e *7371*.

9.REFERÊNCIAS

- International Standardizing Organization. Household refrigerating appliance – Refrigerators, refrigerators-freezers, frozen food storage cabinets and food freezers cooled by internal forced air circulation – Characteristics and test methods, *ISO 8561*. Suíça, 1998.
- International Standardizing Organization. Household refrigerating appliance – Refrigerators with or without low-temperature compartment – Characteristics and test methods, *ISO 7371*. Suíça, 1998.
- Mendes, N., Moura, L.M. , Mendonça, K. C.Possobom, A. L. P.Erzinger, A. Jr; Oresten, L. F., 2000, “Metodologia e Software para ensaio de Sistemas Térmicos”, CONEM.
- Moura, L. M., 1993, “Desenvolvimento de um Protótipo de Equipamento de Placa Quente Protegida”. Florianópolis, Dissertação de Mestrado apresentada ao Departamento de Engenharia Mecânica. Universidade Federal de Santa Catarina.

SOFTWARE PARA ENSAIO DE SISTEMAS TÉRMICOS

Nathan Mendes

Luís Mauro Moura

Marco Antonio Buseti De Paula

Kátia Cordeiro Mendonça

André Luiz P. Possobom

Augusto Erzinger Jr.

Fernando Ambrósio Teodoro

Kelly Christine Landolfi Bento

Pontifícia Universidade Católica do Paraná, Centro de Ciências Exatas e de Tecnologia, Laboratório de Sistemas Térmicos, Rua Imaculada Conceição, 1155, 80215-901, Curitiba/PR, Brasil. E-mail: nmendes@ccet.pucpr.br

Resumo

Apresenta-se um programa computacional para *Windows*, baseado em plataforma *VXIbus* - destinado à aquisição de grandezas inerentes a sistemas térmicos. O programa recebe dados do interior de uma câmara climatizada, armazenando-os em um banco de dados para posterior visualização gráfica e análise. O programa permite aquisição de até oitenta sinais de temperatura e diversos sinais de outras grandezas (fluxo de calor, pressão, umidade, fluxo de massa), e também grandezas relacionadas ao consumo de energia elétrica. O principal benefício do usuário é a redução do custo com mão-de-obra para realizar os ensaios, além de aumentar a precisão e a velocidade com que as informações são processadas e armazenadas.

Palavras-chave: Sistemas térmicos, Consumo de energia, Câmara climatizada, Instrumentação virtual.

1. INTRODUÇÃO

Os ambientes de desenvolvimento de produtos estão sujeitos ao ritmo imposto pelas exigências crescentes do mercado consumidor e da concorrência. Desta forma, percebe-se cada vez mais a necessidade de agilizar o ciclo de projetos, o que requer o emprego de ferramentas avançadas para ensaios de protótipos. Os produtos situados na vasta categoria de sistemas térmicos, em particular, apresentam a preocupação com a eficiência, preocupação esta amplificada nos últimos tempos pelos temores bem fundamentados quanto à crescente demanda de energia elétrica associada a um crescimento quase nulo da oferta de energia. Acredita-se que num futuro próximo, o item consumo deverá se tornar um dos fatores de escolha principais na avaliação dos compradores de eletrodomésticos (Oresten, 1999).

Dentro deste contexto, foi construído, no Laboratório de Sistemas Térmicos da PUCPR, um sistema de ensaios de sistemas térmicos, como descrito em Moura *et al.* (2000). Estes sinais são mostrados de forma gráfica em tempo de execução, e armazenados em um banco de dados para posterior análise. O sistema é baseado em plataforma *VXIbus*, que possibilita uma grande flexibilidade de programação, tanto que todos os códigos foram escritos em linguagem C e C++. O software possui uma estrutura modular, de forma que eventuais alterações no hardware de aquisição (instrumentos *VXIbus*) não afetem o programa principal.

2. SISTEMA DE AQUISIÇÃO

O sistema de aquisição é formado por:

- um microcomputador *Pentium 100* com 48 Mb de memória RAM;
- os seguintes equipamentos padrão *VXIbus*:
 - um bastidor *Tektronix VX1410 IntelliFrame*;
 - uma placa *National Instruments MXI-2* de comunicação com o PC;
 - um multiplexador *Tektronix VX4330* com seis sessões, sendo:
 - uma sessão de 10 canais configurados para medição a 4 fios;
 - cinco sessões de 20 canais cada, configurados para medição a dois fios;
 - um multímetro de 4.5 dígitos *Tektronix VX4234*;
 - um multímetro de 6.5 dígitos *Tektronix VX4237*;
 - uma placa D/A de 12 canais *Tektronix VX4730*;
- dois transdutores de grandezas elétricas *Yokogawa 2480 D* (tensão, corrente, potência, frequência e 4 grandezas de consumo: Wh+, Wh-, varh+, varh-).

O software, na sua configuração atual, permite a utilização dos seguintes sensores (além dos dois transdutores de grandezas elétricas):

- 80 termopares tipo T, ocupando 4 sessões a dois fios do multiplexador.
- 20 sensores quaisquer a dois fios, ocupando a outra sessão a dois fios do multiplexador. Nestes canais serão ligados os sensores de fluxo de calor, o sensor de umidade relativa, os sensores de pressão manométrica e os sensores de fluxo de massa.
- 10 sensores com ligação a quatro fios, ocupando a sessão a quatro fios do multiplexador. Nestes canais serão ligados os termorresistores PT100.

O software está configurado para que os sinais de todos os sensores a dois fios sejam lidos pelo multímetro de 6.5 dígitos, e que todos os sensores a quatro fios sejam lidos pelo multímetro de 4.5 dígitos, sendo que esta configuração pode ser modificada, se necessário. Quaisquer sensores a dois ou quatro fios podem ser ligados tanto em um multímetro como em outro. A presença de dois multímetros no sistema, no entanto, faz com que diminua a quantidade de mudanças de modo de leitura (tensão/resistência), ou seja: um multímetro (6.5 dígitos) lê apenas tensão enquanto o outro (4.5 dígitos) fica reservado para as leituras de resistência a quatro fios. Além disso, o software permite regular dez tensões independentes para alimentação de sensores que apresentem tal exigência.

A Fig. 1 mostra uma visão geral do sistema de aquisição. As dimensões da câmara térmica, bem como a sua capacidade térmica, permitem os ensaios simultâneos de até quatro protótipos de sistemas térmicos, embora a sua configuração atual é definida somente para medição conjunta de dois deles. Estas grandezas elétricas são obtidas por intermédio dos dois transdutores, que respondendo a comandos do PC, convertem os sinais em dados no formato digital, que são enviados ao PC pela interface serial padrão RS232. Os sinais dos demais sensores são adquiridos pelos instrumentos *VXIbus*. As linhas que na Fig. 1 ligam o equipamento *VXIbus* aos protótipos, representam os diversos cabos dos sensores. Cada um destes cabos está conectado ao multiplexador *VXIbus*, que por sua vez direciona os sinais apropriadamente ao multímetro de 4.5 dígitos (sinais dos termorresistores, tipo PT100) ou ao multímetro de 6.5 dígitos (demais sinais). Os canais da placa D/A são usados para alimentar os sensores de pressão (e eventualmente outros sensores que necessitem de alimentação) com uma tensão constante adequada ao seu funcionamento.

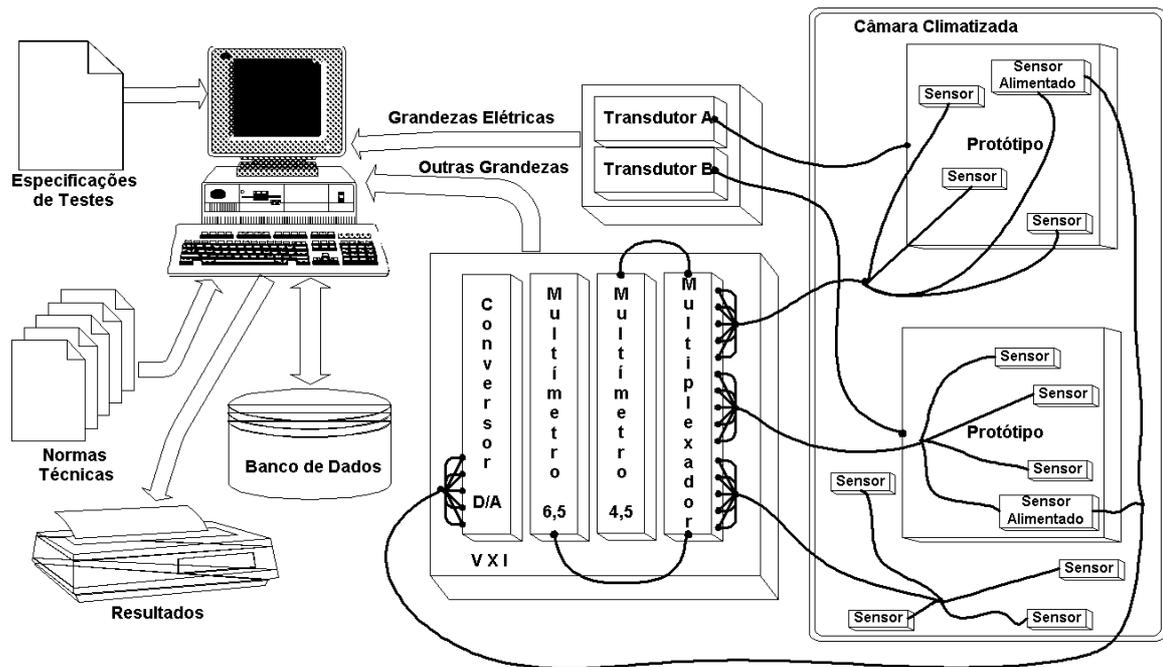


Figura 1. Visão geral do sistema de aquisição

3. ESTRUTURA DO SOFTWARE

A Fig. 2 mostra o diagrama de blocos do software desenvolvido, abrangendo sua plataforma de base. Cada instrumento *VXIbus* vem acompanhado de um *driver* produzido pelo fabricante, que contém funções de alto nível em linguagem C. Estas funções abrangem toda a funcionalidade do respectivo instrumento, e por sua vez são baseadas em funções de mais baixo nível contidas na especificação *VISA*. A especificação *VISA* define um padrão inovador de *software* de E/S não apenas para barramento *VXI* como também para *GPIB* e interfaces seriais.

4. OS ENSAIOS

Ao ser iniciado um novo ensaio, o usuário fornece, na interface do Programa Gerenciador, primeiramente os dados do ensaio, que são:

- Data e horário inicial do ensaio;
- Duração do ensaio;
- A norma segundo a qual o ensaio será realizado (dentre as várias normas ISO ou ABNT ou outras). De acordo com a norma escolhida, o programa pré-determina certas particularidades dos ensaios a serem feitos.
- Número de Amostragens: cada conjunto de n valores obtidos pode ser proveniente de uma seqüência das leituras de n sensores, ou então cada um destes valores pode representar a média de duas, três ou mais seqüências de leituras de n sensores. Ou seja, cada sinal pode ser adquirido mais de uma vez, para formar uma média.
- Intervalo de tempo entre duas seqüências de aquisições consecutivas (que pode ser, por determinação do usuário, o intervalo de tempo entre a primeira aquisição de uma seqüência e a primeira aquisição da próxima, ou então o intervalo de tempo entre a última aquisição de uma seqüência e a primeira aquisição da próxima).

- Nome do responsável por este ensaio.

O usuário determina a duração de cada ensaio, podendo, no entanto, abortá-lo a qualquer instante.

Em seguida, o usuário deve fornecer também os dados dos produtos a serem ensaiados, Fig. 3.

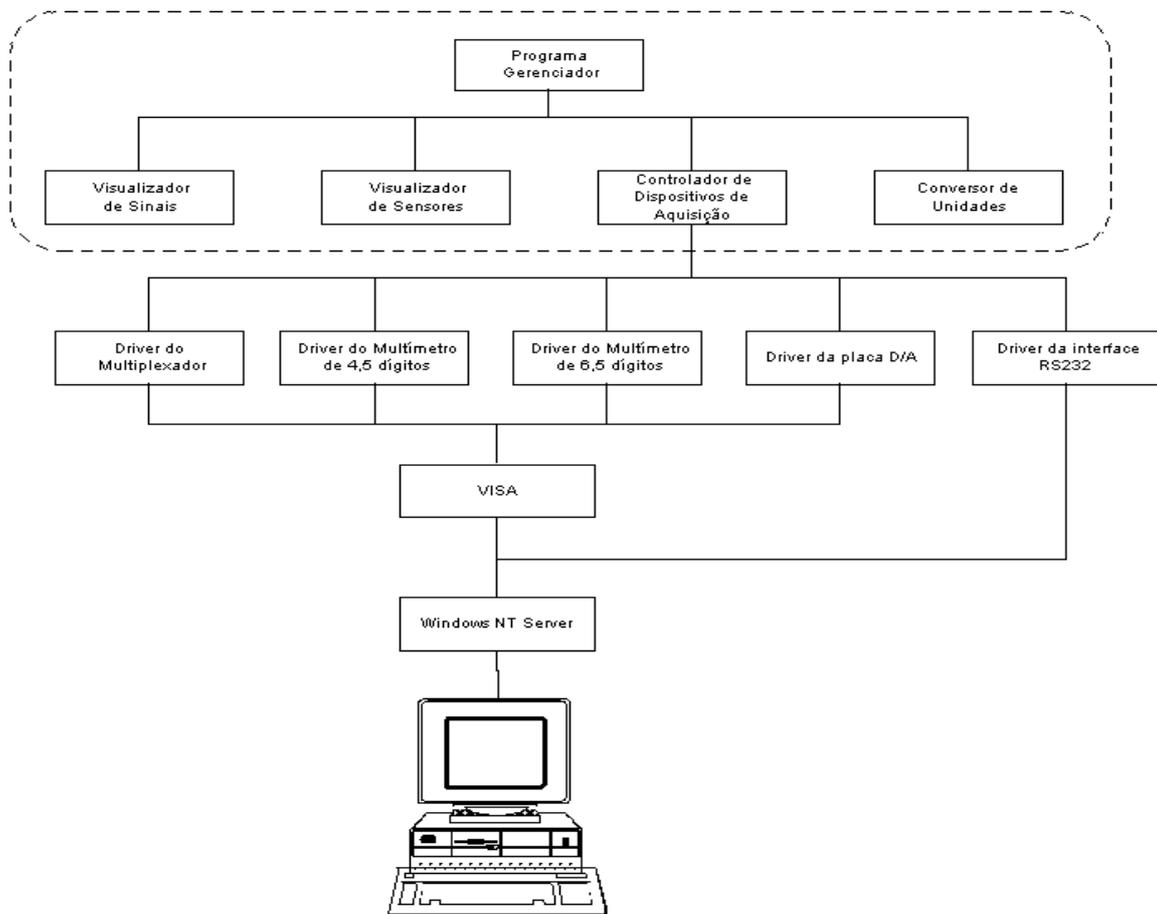


Figura 2. Estrutura funcional do software

5. CONFIGURAÇÃO DOS SENSORES

O usuário deve informar quais sensores serão utilizados no ensaio, Fig. 4. Cada sensor tem uma identificação composta de uma letra seguida de um número de dois dígitos, sendo que os sensores T01 a T80 são reservados para os termopares, os sensores de D01 a D20 são sensores quaisquer a dois fios e os sensores de Q01 a Q10 são sensores quaisquer a quatro fios. Ao indicar que um determinado sensor será utilizado o usuário entra em uma tela para preencher alguns parâmetros adicionais relativos a este sensor. Um destes parâmetros, por exemplo, é a localização do sensor, que estará necessariamente enquadrada em uma das três seguintes categorias:

- no interior da câmara climatizada (ambiente);
- no interior de um dos protótipos (Produto 1 ou Produto 2);
- no ciclo de refrigeração de um dos protótipos;
- na junta térmica (bloco de referência).

Para cada sensor localizado no ambiente, deve ser informado a sua localização espacial (x,y,z).

Existe uma equação de conversão polinomial associada a cada tipo de sensor. No caso de serem utilizados tipos de sensores não previstos inicialmente, o usuário deve entrar com a sua equação.

Dados do Produto

Dados do Produto

Modelo Código Cor Nº de Série

Volume Fabricação Classe Pressão Alta

Pressão Baixa Fx de Tensão Carga Gás G. Frigorígeno

Frequência Corrente Potência Tensão

Posição na Câmara

X Y Z

Tipo

Freezer

Refrigerador

Outro

Tamanho

Largura Altura Profundidade

Outro Produto

Figura 3. Tela de configuração do produto

Outra informação importante associada a um sensor durante um determinado ensaio é a unidade para a qual será convertido o valor de tensão lido por este sensor. O programa Visualizador de Sensores, que é um módulo gráfico integrante do software, permite ao usuário ter uma visão espacial em "Wireframe" da câmara climatizada, com os protótipos em seu interior, e a localização (x, y, z) aproximada dos termopares instalados no ambiente, de acordo com as coordenadas fornecidas na tela de configuração. Para um maior entendimento do programa Visualização dos Sensores, veja Fig. 5. O Visualizador de Sensores só mostra aqueles termopares que estão localizados no ambiente. Existe a possibilidade de rotacionar, aproximar e afastar a imagem, para facilitar a visualização.

Configuração dos Sensores

SENSOR:

Posicionamento

Localização

Câmara

Produto 1

Produto 2

Ambiente

Ciclo

Junta Térmica

Posição

Ambiente

X Y Z

Ciclo

Distância Ciclo

Configurações

Grandeza

Temperatura

Pressão

Fluxo de Massa

PT 100

Umidade

Fluxo de Calor

Outro

Unidade

Alimentação

Alimentado

Tensão

Eq. de Transdução

Figura 4. Tela de configuração de sensor

6. O BANCO DE DADOS E O VISUALIZADOR DE SINAIS

O programa principal é o responsável pela interface com o usuário e pelo gerenciamento do banco de dados. O banco de dados contém todas as informações, incluindo o estado da câmara e os dados dos sistemas ensaiados. No momento que um ensaio é iniciado, o banco de dados começa a receber os dados das aquisições. Cada valor de tensão lido nos multímetros é convertido de acordo com a equação correspondente, contida no Programa de Conversão de Unidades. Cada registro formado contém:

- número do teste (seqüencial e único);
- tipo do sensor/transdutor;
- nome do sensor/transdutor (de acordo com a convenção de uma letra e um número de dois dígitos);
- valor lido da grandeza (já convertido);
- data e horário;
- mensagem de erro (se tiver ocorrido algum erro no respectivo instrumento ou transdutor).

Estas mesmas informações são mostradas na tela em tempo de execução, o que permite ao usuário ter uma boa noção do andamento do ensaio. Além disso, existe o recurso do programa Visualizador de Sinais, através do qual o usuário monta gráficos personalizados, contendo até 16 sinais diferentes por gráfico. Cada gráfico deverá conter sinais da mesma natureza, e o usuário tem a liberdade de alterar, para cada gráfico, em tempo de execução, quais os sinais mostrados, o intervalo de tempo (eixo x), os limites inferior e superior dos sinais (eixo y). O usuário pode criar (e excluir) quantos gráficos desejar, bem como distribuí-los e redimensioná-los na janela principal. Assim, o Visualizador de Sinais proporciona ao usuário um acompanhamento visual extremamente útil, graças à flexibilidade agregada. Uma vez concluído um ensaio, o usuário pode acessar o banco de dados e montar gráficos mais detalhados dos sinais desejados para análise e documentação, utilizando como exemplo o software *MS Excel*.

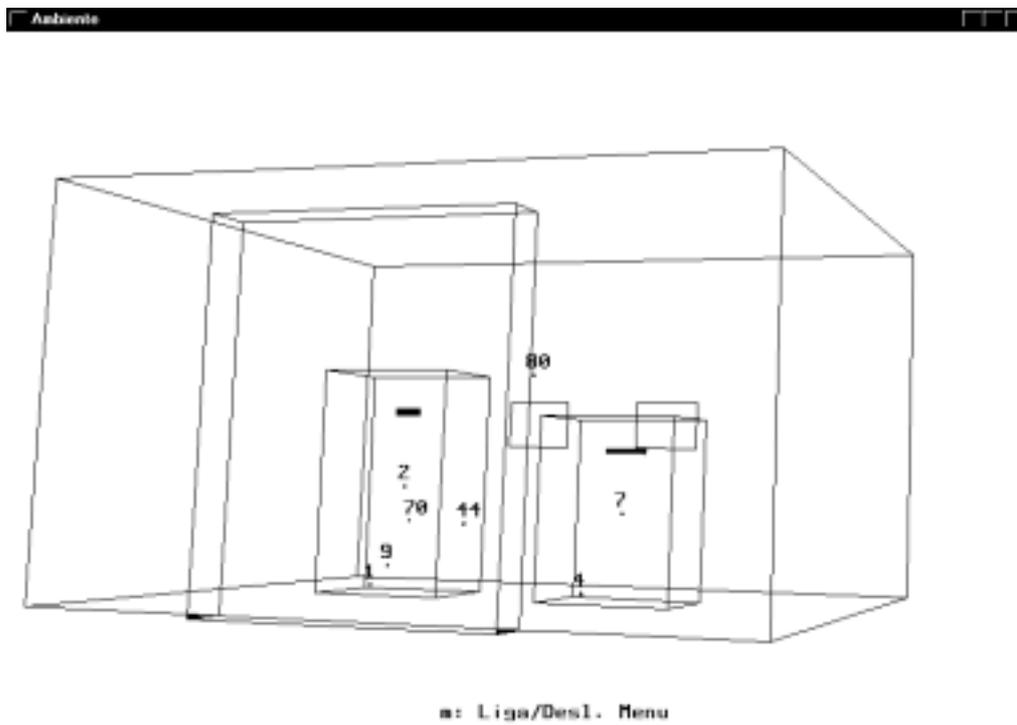


Figura 5. Tela típica do Visualizador de Sensores

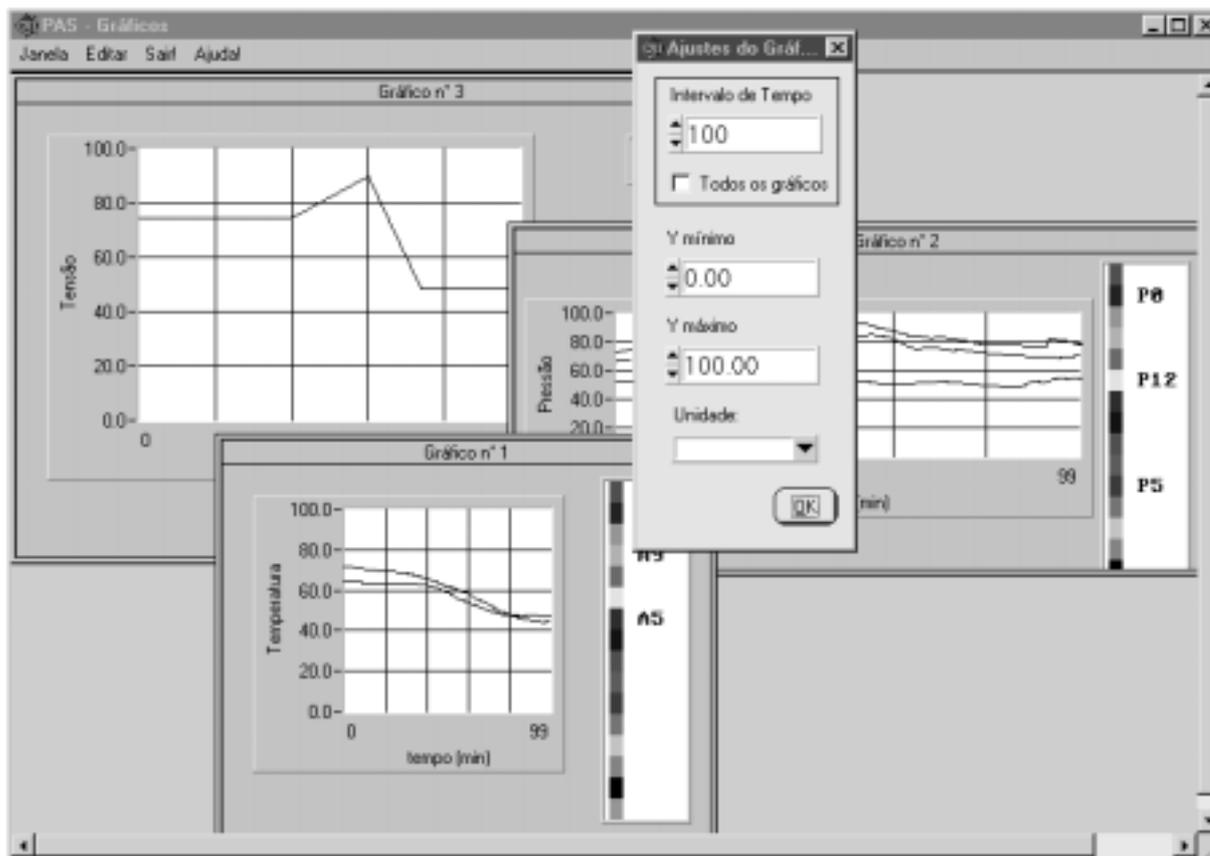


Figura 6. Tela típica do programa Visualizador de Sinais

7. AUTOMAÇÃO DA CÂMARA E INTEGRAÇÃO DO SISTEMA À CADEIA PRODUTIVA

Atualmente os ajustes de *set-point* de temperatura e umidade da câmara climatizada são efetuados por intermédio de seu painel de comando. Também as duas tensões de alimentação dos protótipos são ajustadas através de operação manual dos variadores de tensão. Pretende-se, no futuro, automatizar estas funções, juntando-as ao software desenvolvido. Para tanto, faz-se necessário duas coisas:

- Criar uma rotina de comunicação entre o software e o CLP (Controlador Lógico Programável) do painel de comando.
- Adaptar um comando motorizado a cada variadores de tensão.

Desta forma, consegue-se um ambiente com grau de integração maior. O controle automático do sistema de refrigeração da câmara continuará sendo executado pelo algoritmo no interior do CLP, mas pode-se imaginar uma variação onde este algoritmo esteja localizado no próprio PC, permitindo uma maior flexibilidade de programação.

Uma vez que os ajustes dos *set-points* e das tensões de alimentação estejam implementados, teremos um ambiente de instrumentação virtual completo, em que todas as funções podem ser comandadas a partir do PC. Isto possibilita a integração de nosso sistema a um ambiente mais abrangente, voltado ao projeto de produtos, que por sua vez é parte integrante do ciclo produtivo de uma indústria.

A Fig. 7 mostra a pirâmide organizacional de uma indústria. Os dois primeiros níveis no topo da pirâmide englobam decisões gerenciais a longo prazo. Os dois níveis intermediários englobam decisões ou planejamento de curto/médio prazo. Já nos dois níveis inferiores encontram-se os equipamentos e sistemas de chão de fábrica responsáveis pela aquisição de

dados e otimização de operação da dinâmica de plantas. Os sistemas de gestão integrada propõem um alto grau de interação entre os níveis adjacentes, o que incrementa a velocidade dos fluxos de informações dentro da pirâmide. Em tal contexto, propõe-se inserir o sistema de ensaios, de modo que as informações produzidas pelo software, façam parte de um banco de dados compartilhado pelos setores relacionados a projetos de produtos, agilizando dessa forma as atividades de desenvolvimento (Loures, 1999).



Figura 7 – Pirâmide organizacional de uma indústria

8. REFERÊNCIAS

- Loures, E. R., 1999, “VIEnCoD – proposta de um ambiente *CACSD* baseado em plataforma de instrumentação virtual e *MATLAB*”, Dissertação de Mestrado apresentada ao Departamento de Informática da Pontifícia Universidade, Curitiba, PR, Brasil.
- Moura, L. M. *et al*, “Sistema de Aquisição de Sinais para Avaliação de Desempenho Termodinâmico em Ambientes Controlados”, artigo aceito pelo Congresso Nacional de Engenharia Mecânica de 2000.
- Oresten, L. F., 1999, “Implementação do Sistema de Medição de uma Câmara Climatizada”. Trabalho de Graduação apresentado ao Departamento de Engenharia Mecânica da Pontifícia Universidade Católica do Paraná, Curitiba, PR, Brasil.

CONTROLLER OF MICRO/MACRO HYBRID MANIPULATOR SYSTEM

Francisco José Grandinetti

Álvaro Manoel de Souza Soares

Departamento de Engenharia Mecânica- Universidade de Taubaté

Rua Daniel Danelli, s/n - Taubaté - SP - Brasil

Luiz Carlos Sandoval Góes

Instituto Tecnológico de Aeronáutica

CTA - 12.228-900 - São José dos Campos - SP, Brasil

Dragomir N. Nenchev

Department of Mechanical and Production Engineering

University of Niigata - Faculty of Engineering

8050 Ikarashi 2, Niigata, Japan

***Abstract.** The objective of this work is to describe the design and the implementation of an experiment to study the dynamics, the experimental identification and the active vibration control of a Flexible Structure Mounted Manipulator System (FSMS). The system consists of a three degree of freedom cylindrical manipulator system with a flexible link on its tip. A two-degree of freedom polar rigid manipulator is mounted on the flexible macro manipulator. The dynamic modeling and experimental modal analysis identification in the frequency domain are being applied to design active digital control strategies for the micro-manipulator system to damp the mechanical vibrations of the flexible structure on the tip of the macro-manipulator system.*

***Keywords:** Robotics, Modeling, Flexible Structure, Micro/Macro Manipulator*

1. INTRODUCTION

Investigations on dynamic modeling and control of flexible structure mounted manipulator systems (FSMS) have attracted a great deal of interest due to special applications in the control of large flexible manipulator systems, with large work-space and simultaneous requirements of great precision at its end-effector positioning [1]. In these applications the active vibration control of the macro flexible manipulator requires considerable control energy, and a possible solution involves the concept of a micro rigid manipulator mounted on the macro-flexible system. This concept is generally referred as a micro/macro hybrid manipulator system (Nenchev, Yoshida & Uchiyama, 1996).

The FSMS system was assembled at the Mechatronics Laboratory of the University of Taubaté (UNITAU), and it consists of a micro manipulator system with two polar rotational joints, mounted on a flexible macro-manipulator system. The flexible structure is a cantilever beam mounted on the tip of a three degree of freedom cylindrical (r, θ, z), rigid manipulator system. A schematic view of the system is shown in Figure 1. The flexible beam has a low stiffness in the horizontal direction, in the same plane of motion of the polar micro manipulator. In this work we describe the analytical modeling together with model validation studies carried out through experimental modal testing and parametric system identification studies in the frequency domain. A nonlinear control law is proposed and tested to actively damp the mechanical vibrations of the flexible link.

Abstract. *The objective of this work is to describe the design and the implementation of an experiment to study the dynamics, the experimental identification and the active vibration control of a Flexible Structure Mounted Manipulator System (FSMS). The system consists of a three degree of freedom cylindrical manipulator system with a flexible link on its tip. A two-degree of freedom polar rigid manipulator is mounted on the flexible macro manipulator. The dynamic modeling and experimental modal analysis identification in the frequency domain are being applied to design active digital control strategies for the micro-manipulator system to damp the mechanical vibrations of the flexible structure on the tip of the macro-manipulator system.*

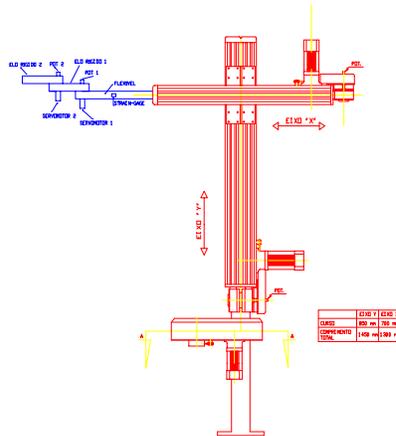


Figure 1 – Schematic view of the FSMS.

2. DYNAMIC MODELING OF THE FSMS

The analytical model of the system is derived from Hamilton's extended principle and the assumed mode method. In this work we have considered only a one-degree of freedom micro manipulator mounted on the tip of a flexible Euler-Bernouille beam. The motion of the cylindrical macro-manipulator is used only to position the FSMS on its workspace, and excite the vibrational degrees of freedom of this system. A generalized flexible homogeneous transformation and symbolic manipulation are applied to derive the equations of motion, (Junkins, 1993) and (Soares, Góes & Gadelha, 1996). The generalized coordinates are the angular displacement of the micro manipulator joint, $q=q_1(t)$, and the

modal coordinate, $q_f(t)$ associated with the elastic displacement of the beam, $w(x,t)$. The generalized force include the joint torque of the micro manipulator system, $u(t)$.

Considering that the macro-manipulator have assumed a known position in its work space, the Lagrangian of the FSMS system, is written as, $L = T_{ap} + T_f - V_f$,

$$T_f = \frac{1}{2} \int_0^{L_f} \rho \left(\frac{\partial w(x,t)}{\partial t} \right)^2 dx \quad V_f = \frac{1}{2} \int_0^{L_f} EI \left(\frac{\partial^2 w(x,t)}{\partial x^2} \right)^2 dx \quad (1)$$

and T_{ap} is the kinetic energy of the micro manipulator system, with one degree of freedom,

$$T_{ap} = \frac{1}{2} m_r v_r^2 = \frac{1}{2} m_r \dot{w}^2 + \frac{1}{2} m_r v_i^2 + m_r \dot{w} v_i \cos q_r \quad (2)$$

where $v_i = L_r/2 \dot{q}_r$, $e \dot{w} = \dot{w}(L_r, t)$, L_f is the length of the flexible link and L_r is the rigid micro manipulator link length.

Applying the assumed mode method, we write the elastic displacement as, $w(x,t) = \psi(x) \cdot q_f(t)$, where the admissible function is given as (Junkins, 1993).

$$\psi_i(x) = 1 - \cos\left(\frac{i\pi x}{L_f}\right) + 0,5(-1)^{i+1} \left(\frac{i\pi x}{L_f}\right)^2 \quad (3)$$

which upon substitution on equations (1) and (2) above, gives (Lew & Trudnowsky, 1996) :

$$T_f = \frac{1}{2} \int_0^{L_f} \rho \left(\frac{\partial \psi(x) q_f(t)}{\partial t} \right)^2 dx = \frac{1}{2} \int_0^{L_f} \rho \psi^2(x) dx \quad \dot{q}_f^2(t) \quad (4)$$

$$V_f = \frac{1}{2} \int_0^{L_f} EI \left(\frac{\partial^2 \psi(x) q_f(t)}{\partial x^2} \right)^2 dx = \frac{1}{2} \int_0^{L_f} EI \psi''^2(x) dx \quad q_f^2(t) \quad (5)$$

$$T_{ap} = \frac{1}{2} m_r \psi^2(L_f) \dot{q}_f^2(t) + \frac{1}{2} m_r \frac{L_r^2}{4} \dot{q}_r^2 + m_r \psi(L_f) \dot{q}_f(t) \frac{L_r}{2} \dot{q}_r \cos q_r \quad (6)$$

The virtual work of non-conservative forces is written as,

$$\delta W = u \delta q_r + u \frac{\partial \psi(L_f)}{\partial x} \delta q_f \quad (7)$$

and applying Lagrange's equations with only one assumed mode, the equations of motion can be written in a matricial form as below,

$$\begin{bmatrix} M_{rr} & M_{rf} \\ M_{fr} & M_{ff} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \ddot{q}_r \\ \ddot{q}_f \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ N_{fr} & 0 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} \dot{q}_r \\ \dot{q}_f \end{Bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & K_{ff} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} q_r \\ q_f \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} u \\ bu \end{Bmatrix} \quad (8)$$

where :

$$M_{rr} = m_r \frac{L_r^2}{4} \quad (9.a)$$

$$M_{ff} = \int_0^{L_f} \rho \psi^2(x) dx + m_r \psi^2(L_f) \quad (9.b)$$

$$M_{rf} = M_{fr} = m_r \psi(L_f) \frac{L_r}{2} \cos q_r \quad (9.c)$$

$$N_{fr} = -m_r \psi(L_f) \frac{L_r}{2} \dot{q}_r \sin q_r \quad (9.d)$$

$$K_{rr} = \int_0^{L_r} EI \psi''^2(x) dx \quad (9.e)$$

$$b = \psi'(L_f) \quad (9.f)$$

The off-diagonal terms in the mass matrix, M_{fr} , represent the inertial coupling between the micro manipulator motion, q_r , and the dynamics of the supporting flexible structure, q_f . The unforced, undamped motion of the flexible structure, is excited by the dynamics of the micro manipulator system, according to the following equation:

$$M_{ff} \ddot{q}_f + K_{ff} q_f = -(M_{fr} \ddot{q}_r + N_{fr} \dot{q}_r) = -\frac{\partial}{\partial t} (M_{fr} \dot{q}_r) \quad (10)$$

The coupling force is expressed as the time derivative of the *coupling momentum* of the FSMS, $\mathfrak{S} = M_{fr} \dot{q}_r$. Zero reaction on the flexible structure can be achieved with a joint velocity command given by, $d\phi/dt = M_{fr}^{-1} \mathfrak{S} + \text{cte}$, or a joint acceleration, $d^2\phi/dt^2 = -M_{fr}^{-1} \cdot N_{fr} \cdot q_r$ (Nenchev, 1996).

In the following sections we describe the experimental procedures used to validate the FSMS dynamics, through non-parametric identification in the frequency domain. The micro manipulator is driven by a velocity servo loop and both a piezoelectric accelerometer and a full strain gage bridge are used to estimate the modal coordinate, q_f associated with the elastic deformation of the beam. The identified model is used to design a non-linear control strategy to actively damp the vibrations induced in the flexible structure.

3. MODEL IDENTIFICATION AND CONTROL OF THE FSMS

The theoretical transfer functions, between the sensors output (potentiometer, accelerometer and extensometric sensor) and the velocity servocontrol reference signal, are determined by neglecting the non-linear terms in equation (8). To illustrate this procedure let us consider the open-loop dynamics of the flexible structure, obtained by eliminating the joint acceleration from equation (9),

$$\left(\frac{M_{ff} M_{rr} - M_{rf} M_{fr}}{M_{rr}} \right) \ddot{q}_f + \frac{K_{ff} M_{rr}}{M_{rr}} q_f = \left(\frac{b M_{rr}}{M_{rr}} - \frac{M_{fr}}{M_{rr}} \right) \dot{u}(t) \quad (11)$$

The output signal is derived from a strain gage bridge signal, which is proportional to $\varepsilon(L_f)$, the strain at the position L_f of the gage. This signal is related to the elastic displacement of the beam by the following equation,

$$\varepsilon(L_f) = \left(\frac{eb}{2} \right) \cdot \frac{\partial^2 w_{x,t}}{\partial x^2} \Big|_{x=L_f} = K_{form} \cdot q_f(t) \quad (12)$$

Substituting the above equations (11) and (12) in the closed loop servocontrol, we calculate the following analytical transfer function,

$$\frac{Q_f}{V_a} = \frac{sK_v K_f (a_2 s^2 + a_1 s + a_0)}{[s(a_2 s^2 + a_1 s + a_0) + K_v K_b (b_2 s^2 + b_1 s + b_0)](c_2 s^2 + c_1 s + c_0)} \quad (13)$$

where the coefficients, a, b, c, are given in terms of system parameters. In a similar manner we obtain the analytical transfer function between the joint motion, q_r , and the servo reference signal, V_a ,

$$\frac{sQ}{V_a} = \frac{\eta K_v (b_2 s^2 + b_1 s + b_0)}{[s(a_2 s^2 + a_1 s + a_0) + K_v K_b (b_2 s^2 + b_1 s + b_0)]} \quad (14)$$

here the system parameters are given as, $K_v = K_m/R_a$, $b_2 = M_{ff} - bM_{rf}$, $b_1 = N_{rf}$, $b_0 = K_{ff}$, $a_2 = M_{ff}M_{rr} - M_{rf}M_{rf}$, $a_1 = N_{rf}M_{rr}$, $a_0 = K_{ff}M_{rr}$, K , R_a is the motor armature resistance, K_m is the open loop gain and η is the motor gear transmission ratio.

The above derived analytical transfer functions are used to determine the FSMS system structure in the experimental model validation studies as shown in the next section. The experimental control of the FSMS slew motion and the active vibration control of the flexible system is achieved with digital control strategies based on vibration dynamic compensation [1], and null space reaction control (Nenchev, 1996)

A nonlinear control law for the joint motion can be easily derived to actively damp the vibrations of the flexible structure. The flexible dynamics, given by equation (11) above, can be written as a standard damped, second order system, if the control torque is given by:

$$u(t) = -\left(\frac{bM_{rr}}{M_{rr}} - \frac{M_{fr}}{M_{rr}}\right)^{-1} \tilde{G}_{ff} \dot{q}_f \quad (15)$$

leading to the closed-loop equation,

$$\tilde{M}_{ff} \ddot{q}_f + \tilde{G}_{ff} \dot{q}_f + \tilde{K}_{ff} q_f = 0 \quad (16)$$

This equation leads to a standard eigenvalue problem to obtain the eigenvalues and eigenvector of the closed loop system. Considering that the open-loop system is completely observable and controllable, the linearizing control law implement a standard pole placement technique. The control gains are determined by assigning the closed-loop eigenvalues.

4. SIMULATIONAL RESULTS

In this section, is presented a scheme for the implementation of the proposed control law, stated in equation 15. The figure 2 shows the simulation scheme, equation (8). The physical parameter of the micro/macro system are in the table 1 below.

Table 1 . Flexible link parameters

Parameter	name	value	unit
Rigidity	EE	7.1×10^{10}	N/m^2
Inertia	II	$2.97e-9$	m^4
Shape function	Fi	3.57	m
Rigid link mass	Mr	0.45	Kg
Rigid link length	Lr	0.30	m
Flexible link length	L	0.81	m
Density per unit length	Rho	0.26/0.81	Kg/m
beam tickness	eb	5.20	mm
beam width	hb	25.4	mm

Substituting the table 1 parameters in equations (8) and (15), we reach at the equations (17), (18) and (19):

$$0.01125\ddot{q}_r - 0.26775.\cos(q_r)\ddot{q}_f = 0 \quad (17)$$

$$6.4138\ddot{q}_f + 1192.85q_f - 0.26775.\sin(q_r).\dot{q}_r\dot{q}_r = -M_{fr}\ddot{q}_r \quad (18)$$

$$\ddot{q}_r = M_{fr}^+(G_f\dot{q}_f - (-0.26775.\sin(q_r).\dot{q}_r)\dot{q}_r) \quad (19)$$

The next figure, shows the schematic diagram used in for the simulation results.

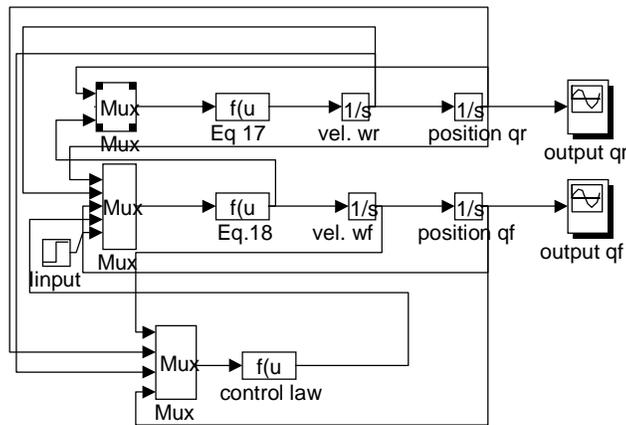


Figure 2 – Simulation Scheme

In figures 3 and 4, are shown the simulation result. Figure 3 shows the modal coordinate signal q_f , where the oscillation is dumped because the control law term $G_f\dot{q}_f$, equation (16).

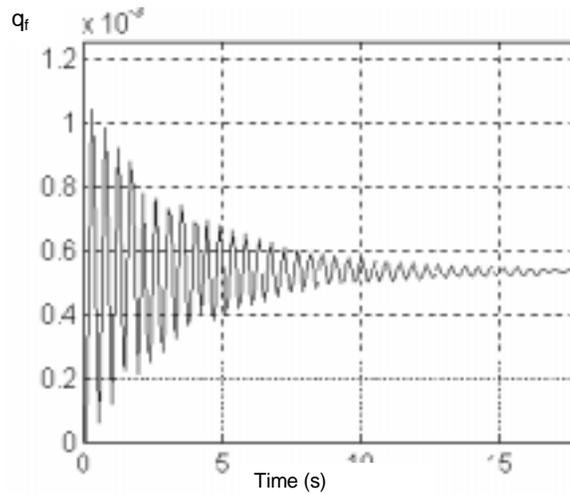


Figure 3 – Flexible link tip displacement, $q_f(t)$

Figure 4 shows the angular displacement of the micro manipulator revolute joint coordinate, $q_r(t)$.

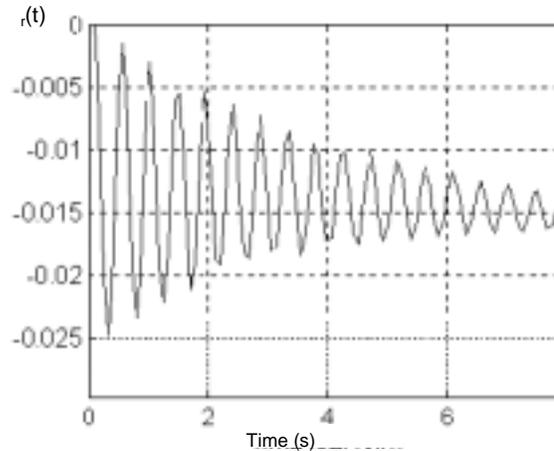


Figure 4 - $q_r(t)$ time variation

5. EXPERIMENTAL RESULTS

Model validation is carried out through experimental modal analysis and the estimation of the experimental transfer functions from the sensor signals. A piezoelectric accelerometer conditioned by a charge amplifier and integrating preamplifier is used to monitor the vibrational displacement of the beam tip. Full strain-gage bridges are also used to measure the elastic deformation of the flexible structure. Random noise excitation, of the joint motion, is used to obtain the parametric model identification in the frequency domain. A computerized data acquisition and control system (DACS) based on a PC microcomputer with analog and digital interfaces, is used to monitor the sensor signals and control the system in real-time. A standard DC torque motor is used to actuate the slew motion of the micro manipulator.

The physical parameters of the FSMS are given by: $E = 7.1 \times 10^{10}$ N/m, elastic

constant; $I=2.97 \times 10^{-9} m^3$; beam area moment of inertia; $M_r = 0.45$ kg, mass of the rigid link; $L_r = 0.30$ m, length of the rigid link; $L_f = 0.81$ m, length of the flexible link; $\rho = 0.32$ kg/m, linear mass density; $e_b = 5.20$ mm, beam thickness; and $h_b = 25.4$ mm is the beam high. Figure 5 below shows the experimental FRF between the rigid link motion, measured with a potentiometer, and the motor input voltage. Also shown in this figure is the identified FRF based on the model given by equation (14). The system shows a clear mode resonance at the frequency of 26 Hz.

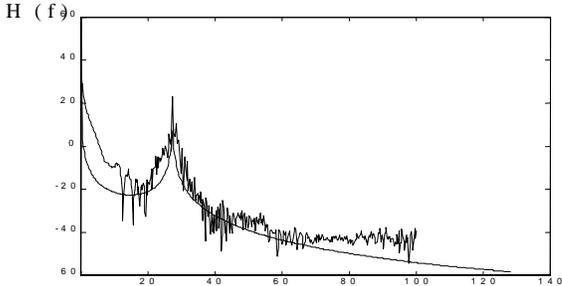


Figure 5 - Experimental and identified FRF for the micro manipulator joint angle.

The same mode structure is shown in figure 6, below, which exhibits the experimental FRF and the corresponding identified model, for the acceleration at the flexible beam tip and the actuator input.

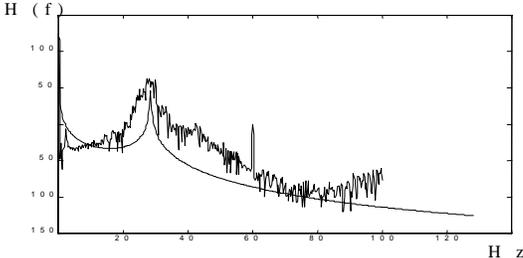


Figure 6 - Accelerometer experimental FRF

The strain gage experimental FRF shown in figure 7, has a more distinct mode structure. Besides the mode resonance at 26 Hz, it also shows a lower mode structure, around the frequency of 2 Hz. This frequency coincides with the clamped free mode resonance of the flexible beam. On the other hand, the mode structure described by equation (13) does not fit very well the high frequency behavior of the FSMS. Nonetheless, we consider that the proposed theoretical model indeed represents the main dynamic characteristics of the FSMS system.

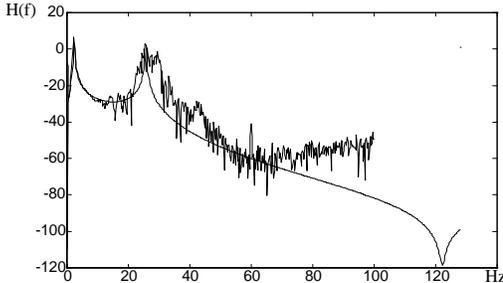


Figure 7 - Experimental and identified FRF for the strain gage sensor.

These model validation studies and identified mode structure were applied to develop a nonlinear control strategy to actively damp the mechanical vibrations induced on the flexible structure mounted micro manipulator system. Instead of a computed torque model which is more appropriate for a current feedback system, we calculate from equation (10), the joint angle acceleration which results in a damped closed-loop system for the flexible coordinate, q_f . A simple algebra gives the following equivalent velocity control law for the established velocity servosystem,

$$V_r = \int M_{fr}^+ (G_f \dot{q}_f - \dot{M}_{fr} \dot{q}_r) dt \quad (17)$$

where M_{fr}^+ , is the inverse of the inertia coupling parameter, and G_f is the control gain necessary to actively damp the vibrations of the FSMS. This latter gain was determined by extensive simulation studies of the FSMS closed loop dynamics.

The nonlinear linearizing control law describe by equation (17) was implemented on a PC based microcomputer with a standard AD/DA interfaces board. The flexible coordinate was estimated with the strain gage sensor as described by equation (12). The potentiometer signal was digitally derived to give an estimate of the joint angle velocity. The sensors and signal conditioning gains were experimentally determined from the fitted frequency response functions. In figure 8, below, is shown an estimation of the flexible modal coordinate for the open loop system. An impulsive disturbance was applied to the flexible structure and the time decay of the oscillations were recorded, giving a damping coefficient of approximately, $\xi=0.007$.

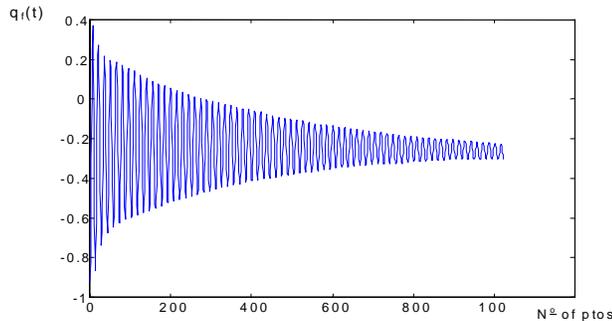


Figure 8 - Disturbance Response of the FSMS without the active control, time 32.29 seg.

In figure 9, is shown the active control of the FSMS, as implemented by the control law given by equation (17). The closed loop behavior has an equivalent damping coefficient close to, $\xi=0.002$.

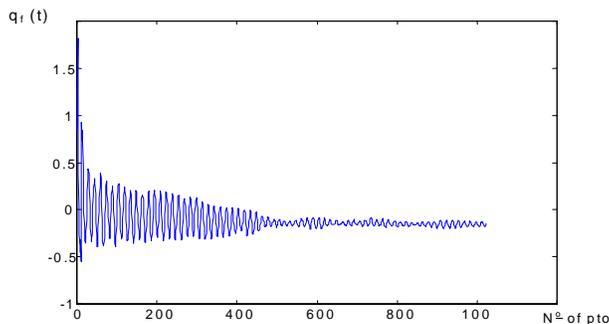


Figure 9 - Disturbance Response with the active control, time 32.29 seg.

A residual mode oscillation is observed due to mismatches between the experimentally estimated parameters and the parameters of the real plant dynamics.

6. CONCLUSIONS

We have presented preliminary results of the implementation of an experimental micro/macro-manipulator system, consisting of a micro manipulator mounted on a flexible structure (Flexible Structure Mounted System/FSMS). We discussed a simplified model of the FSMS together with some simple control strategies for the active damping of the vibrations of the flexible base system. Symbolic manipulation, with the software MATHEMATICA, was used to derive the equations of motion for a generic FSMS. The procedures were validated with a simple case study both with simulation and experimental results. Several dynamic models for the sensors and actuator transfer functions were derived and compared with the experimental Frequency Response Functions (FRF), obtained by non-parametric modal identification. The FRF's were used to obtain the structural model of the FSMS. The identification results showed a dominant mode structure around the frequency of 2.01 Hz. These studies were important to determine the dynamic coupling between the macro manipulator servo actuation system and the FSMS system. The nonlinear control law implemented in this work showed to be effective to actively damp the vibrations of the FSMS. These results were observed both in the simulations and in the real time digital control.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work is partially supported by Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) under grant number 97/13287-1.

7. REFERENCES

- Lew, J. Y. & Trudnowski, D. J., 1996, Vibration Control of a Micro/Macro-Manipulator System, *IEEE Control Systems*, 1 (2).
- Nenchev, D. N., Yoshida, K. & Uchiyama, M., 1996, Reaction null space based control of flexible structures mounted manipulating systems, in Proc. 35th IEEE CDC, Kobe, Japan.
- Junkins, J. L. & Kim, Y., 1993, Introduction to dynamics and control of flexible structures. AIAA, Inc., Washington, DC.
- Soares, A. M., Góes, L. C. S. & Gadelha, L.C., 1997, Modeling, Experimental identification and control of a multibody system with flexible appendages, COB679, XIV COBEM, Bauru, SP.
- Nenchev, D. N., et al., 1996, Experiments on reaction null-space based decoupled control of a flexible structure mounted manipulator system, 35th IEEE, Control and Decision Conference, Kobe, Japan.

DESENVOLVIMENTO DE SONAR ATMOSFERICO ATIVO PARA DETERMINAÇÃO DE POSIÇÃO

Antonio Augusto Russo

Helio Mitio Morishita

Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, Departamento de Engenharia Naval e Oceânica, 05508-900, São Paulo, SP, Brasil.

Resumo:

A medida da posição de um objeto móvel é de fundamental importância para o desenvolvimento de sistemas de controle. Entretanto, ainda não estão facilmente disponíveis métodos para efetuar essas medidas em escalas de modelos. Este projeto diferencia-se no meio de propagação utilizado – o ar - e não a água. Essa escolha permite uma maior flexibilidade na utilização do sistema possibilitando o seu uso em ambiente terrestre, além é claro, da simplificação da montagem pois os componentes acústicos (alto-falantes e microfones) são, via de regra, menos custosos que seus equivalentes submarinos. Assim, pode-se encarar este projeto como uma adaptação dos sistemas de posicionamento já consagrados para uma aplicação específica, de baixo custo que, todavia, possa ser utilizada como instrumento de confiança.

Palavras-chave: Ultra-som, Sonar, Localização.

1. Introdução:

A determinação das características hidrodinâmicas de veículos oceânicos é efetuado, normalmente, realizando ensaios com modelos reduzidos. E muitas vezes durante os ensaios, é necessário medir a posição e a velocidade do modelo para determinar, adequadamente, as características dinâmicas da embarcação. A medida de movimentos em tanques de laboratório hidrodinâmicos pode ser efetuada utilizando instrumentos específicos. No entanto, estes mesmos instrumentos podem ser inadequados ou mesmo inviáveis quando se deseja efetuar ensaios com modelos maiores em águas restritas como em lagos ou represas. A medida de posição de modelos reduzidos de veículos oceânicos não é simples, mormente quando há necessidade de compatibilizar a natureza do ensaio, precisão e custo. Mas, atualmente, os sistemas digitais de alta velocidade permitem desenvolver medidores de posição, com precisão requerida, aplicando os princípios clássicos como propagação acústica. O Departamento de Engenharia Naval e Oceânica da Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, em particular, tem interesse no desenvolvimento deste tipo de sensor, pois ele é de extrema utilidade nos ensaios com modelos no tanque do seu Laboratório.

2. Princípios de Funcionamento:

Todos os métodos de medida de distância que não envolvem vínculos mecânicos baseiam-se na medida do tempo de propagação de certo tipo de energia entre dois pontos. Radares e GPS utilizam ondas eletromagnéticas; Sonares empregam ondas acústicas. Tais

equipamentos também diferem na forma como as medidas de distância são transformadas em medida de posição absoluta.

Então, para medir uma distância, deve-se conhecer a velocidade de propagação da forma de energia escolhida, no meio em que está se propagando e então medir o tempo decorrido entre a emissão da onda (eletromagnética ou acústica) em um dos pontos e sua recepção no outro ponto. Sabendo que as distâncias típicas envolvidas são da ordem de dezenas de metros apresenta-se imediatamente a escolha de sinais acústicos de alta frequência para operação do equipamento. Para medir a distância, foi visto que era necessário apenas medir um intervalo de tempo e conhecer a velocidade de propagação. O coração do projeto, portanto, consiste em desenvolver um dispositivo que possa medir intervalos de tempo com precisão e resolução adequadas. Foi escolhido uma placa de interface para PC como solução. De posse de todas as limitações e características acima consideradas bem como das especificações desejadas chegou-se aos seguintes valores:

- Freq. de amostragem Maior que 10 Hertz (>10Hz)
- Resolução Menor que 10 centímetros (<10cm)
- Precisão Menor que 5% do valor medido (< 5%)
- Alcance Aproximadamente cem metros (~100m)

Para efetuar a medida dos intervalos de tempo foi escolhido o uso de contadores digitais (*timers*) são controlados por uma interface comum, através do barramento de um PC. Foram escolhidos *timers* de 16 bits devido a sua flexibilidade e facilidade de implementação. A placa de interface contém oito *timers* independentes e um *prescaler*. Tendo disponíveis oito sensores pode-se agrupá-los em dois conjuntos de quatro de tal forma que cada grupo possa efetuar a medida com redundância, e portanto com maior confiabilidade. A existência de dois conjuntos de sensores possibilita ainda a medida de dois pontos simultaneamente; isso é particularmente interessante em engenharia oceânica pois permite medir o aproamento de um modelo instalando sensores nas extremidades do modelo. A figura 1 mostra o ciclo de aquisição de cada timer, mostrando que além do tempo decorrido na propagação existem outros atrasos que devem ser considerados.

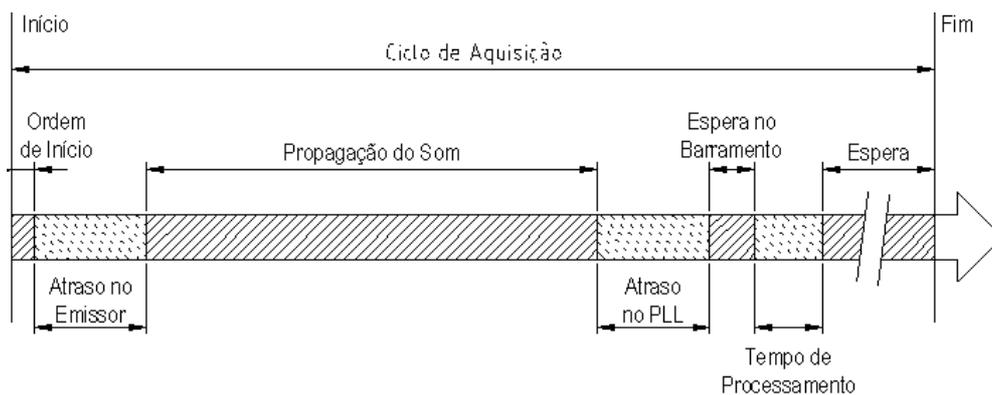


Figura 1 – Tempos e eventos de um ciclo de aquisição

O sinal acústico consiste basicamente de um tom de 25kHz, de potência suficiente para que atinja com intensidade adequada. O receptor deve ser capaz de discernir este sinal do ruído ambiente; para tal deve conter um filtro PLL, sintonizado na frequência de operação. Como todo circuito real, tanto o emissor como os receptores introduzem atrasos que devem ser compensados posteriormente. Em particular, no receptor, este atraso deve-se principalmente ao atraso do PLL.

O problema que se impõe agora é determinar a posição a partir de medidas convenientes de distâncias. Entende-se por determinar a posição de um ponto como encontrar as coordenadas que definem este ponto em um certo sistema de referência fixado previamente. É possível mostrar que é necessário medir $N+1$ distâncias para poder localizar, univocamente, um ponto em um sistema N -dimensional. A distribuição dos sensores no espaço de trabalho é, *a priori*, completamente livre. Entretanto, para minimizar os efeitos de mal-condicionamento numérico sugere-se distribuir os sensores sobre os vértices de um polígono regular (TETLEY et al., 1986), com um deles definindo a origem do sistema de coordenadas. Particularmente, neste projeto, utiliza-se quatro sensores, dispostos sobre um quadrado, com um sensor definindo a origem e outros dois sensores definindo os eixos coordenados conforme mostrado na figura 2.

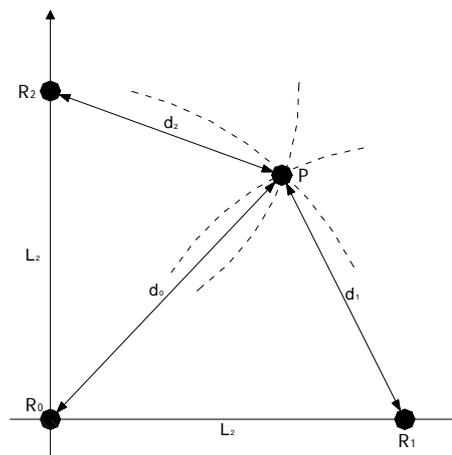


Figura 2 – Determinação da posição através das medidas de distâncias

3. Algoritmos:

3.1. Algoritmo de Localização

Para poder determinar a posição do móvel é necessário, inicialmente, estabelecer a distribuição espacial dos sensores (constelação) $\{\mathbf{P}_i\}$. Fixada a constelação e conhecidas as distâncias entre cada sensor e o móvel, $\{\mathbf{R}_i\}$, pode-se então calcular a posição. Aqui será mostrado o método para o cálculo da posição em duas dimensões; entretanto pode-se mostrar que o algoritmo é válido no caso geral em N dimensões, com M sensores ($M > N$), e em particular, para o caso tridimensional (localização espacial).

Especificamente, neste trabalho, a configuração utilizada é dada por uma constelação de quatro sensores, situados no mesmo plano. Pode-se admitir, sem perda de generalidade, que os sensores estejam localizados no plano de solo ($Z=0$). O móvel, por hipótese, também pertence a este plano. Tais suposições podem parecer restritivas à primeira vista, entretanto não se perde de vista o objetivo inicial do projeto que é um sistema de localização plano.

Formalização do Problema:

Sejam, então as posições dos sensores, $\{\mathbf{P}_i\}$, a posição do móvel \mathbf{X} ; em um certo sistema de coordenadas e o conjunto das distâncias que separam os pontos \mathbf{P}_i do ponto \mathbf{X} :

$$\mathbf{P}_i = [X_i \quad Y_i \quad Z_i] \quad e \quad \mathbf{X} = [X \quad Y \quad Z]$$

Para resolver cada sistema emprega-se o Método de Newton-Raphson generalizado para o caso multivariável:

$$\mathbf{X}_i^{(k+1)} = \mathbf{X}_i^{(k)} - J_i(\mathbf{X}^{(k)})^{-1} \cdot f_i(\mathbf{X}^{(k)})$$

Onde:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_i & \quad \lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{X}_i^{(k)} \quad \text{é a solução,} \\ \mathbf{X}_i^{(k)} & \quad \text{é a Aproximação da solução do sistema } i \text{ após a } k - \text{ésima iteração,} \\ f_i(\mathbf{X}^{(k)}) & \quad \text{é a Função erro de aproximação } \rightarrow f_i(\mathbf{X}_i) = \mathbf{0}, \\ J_i(\mathbf{X}^{(k)}) & \quad \text{é o Jacobiano da função erro.} \end{aligned}$$

Por exemplo, para o sistema Σ_3 , composto do conjunto de todos os sensores exceto o terceiro. (Sensores 0, 1 e 2, nas posições \mathbf{P}_0 , \mathbf{P}_1 e \mathbf{P}_2 , respectivamente)

$$f_3(X, Y, Z) = \begin{bmatrix} (X - X_0)^2 + (Y - Y_0)^2 + (Z - Z_0)^2 - R_0^2 \\ (X - X_1)^2 + (Y - Y_1)^2 + (Z - Z_1)^2 - R_1^2 \\ (X - X_2)^2 + (Y - Y_2)^2 + (Z - Z_2)^2 - R_2^2 \end{bmatrix} \quad f_3(\mathbf{X}) = \begin{bmatrix} (\mathbf{X} - \mathbf{P}_0) * (\mathbf{X} - \mathbf{P}_0) - R_0^2 \\ (\mathbf{X} - \mathbf{P}_1) * (\mathbf{X} - \mathbf{P}_1) - R_1^2 \\ (\mathbf{X} - \mathbf{P}_2) * (\mathbf{X} - \mathbf{P}_2) - R_2^2 \end{bmatrix}$$

A convergência do método é assegurada pela convexidade do espaço das soluções. Quanto à unicidade da solução tem-se que, como o sistema é quadrático, podem existir duas soluções, simétricas em relação ao plano definido por $\{\mathbf{P}_i\}$; entretanto, no caso plano (\mathbf{X} pertence àquele plano), as duas soluções coincidem. Resolvendo, então, a todos os sistemas e chamando de \mathbf{X}_i a solução de Σ_i , pode-se aplicar métodos estatísticos a fim de estimar os desvios associados às medidas. A estatística utilizada calcula médias e desvios-padrão da medida de posição e infere o desvio máximo através de testes de hipóteses.

3.2. Algoritmo de Calibração

Como pode ser visto na Fig.1 existe uma diferença entre o tempo total medido e o intervalo da propagação propriamente dita. Para estimar essa diferença assim como estimar a velocidade de propagação o equipamento deve ser calibrado antes do uso. Esta diferença corresponde ao tempo de trânsito do sinal nos circuitos do receptor, do emissor, tempo de reconhecimento do sinal, etc. e pode ser considerado fixo. Com isso podemos equacionar:

$$t_{medido} = t_{fixo} + t_{propagação} \quad \text{onde: } t_{propagação} = \frac{d}{v_{som}}$$

Desta forma, pode-se estimar os tempos fixos assim como determinar a velocidade de propagação do som no ambiente, minimizando os efeitos da pressão atmosférica, temperatura e umidade sobre o valor velocidade de propagação.

O procedimento de calibração consiste em medir os tempos totais para uma série de distâncias conhecidas e, desta forma tendo então um relação linear simples entre tempo medido e distância pode-se facilmente, através de algumas medidas, estabelecer uma regressão linear da forma: $y=ax+b$. Com isso pode-se estimar os desvios associados às medidas dos tempos, levando em conta as incertezas nos parâmetros como velocidade do som, posição dos sensores, tempos fixos, etc. Deste modo, pode-se determinar a classe de precisão do equipamento, que como em todo instrumento de medida, deve ser conhecida a fim de se estimar a confiabilidade da medida de forma que esta tenha realmente significado no ensaio efetuado.

4. Hardware:

O emissor de ultra-som consiste em um oscilador controlado, PLL, que gera um sinal de frequência conhecida (25kHz) e um amplificador de potência capaz de excitar convenientemente o transdutor. O oscilador é controlado por um sinal digital externo, enviado pela interface de contagem, que habilita a oscilação. Quanto ao amplificador de potência, este deve ser capaz de operar a uma frequência razoavelmente alta (25kHz) e de transferir potência suficiente para que a intensidade do som junto aos receptores seja adequada. Também deve operar como um filtro passa-baixas, evitando desperdiçar potência em faixas do espectro que não são de interesse à operação do sistema. O sinal gerado pelo oscilador é uma onda quadrada, com 50% de ciclo ativo, e juntamente com a característica dinâmica do transdutor escolhido causaria o aparecimento de harmônicas indesejáveis no sinal emitido. Para tanto o amplificador é sintonizado de modo a atenuar frequências acima de 25kHz. O transdutor escolhido é um *tweeter* piezelétrico de 50Wrms e frequência de corte superior em 12kHz. O *tweeter* opera além da frequência de corte, mas ainda consegue entregar ao meio uma potência razoável para os propósitos do sistema.

Similarmente ao circuito do emissor, o receptor é constituído de transdutor, amplificador e de um PLL. Neste caso o PLL atua como filtro sintonizado. O transdutor utilizado é um microfone de eletreto comum, que mesmo operando além de sua frequência de corte, apresenta resposta suficiente às necessidades do sistema. A atenuação devido ao corte é compensada pelo amplificador que opera como filtro passa-altas sintonizado na mesma frequência de operação do emissor (25kHz).

O módulo de contagem consiste de uma placa padrão ISA, de 8 bits, que realiza a contagem dos tempos entre os disparos dos PLL e controla o circuito do emissor de ultra-som. Analisando o funcionamento do módulo de contagem com maior detalhamento, vê-se que este é composto por três blocos: Interface com o barramento, Módulos de contagem, e Controle de Disparo (AUSTERLITZ, 1991). A escolha do padrão ISA, já considerado obsoleto na indústria, em detrimento de uma interface PCI deve-se mormente a facilidade de projeto e implementação, assim como leva em conta a disponibilidade de PC's mais antigos, que não contam com aquele tipo de interface já que a demanda por processamento não é crítica (RUSSO, 1999). A figura 3 detalha o interrelacionamento entre os módulos.

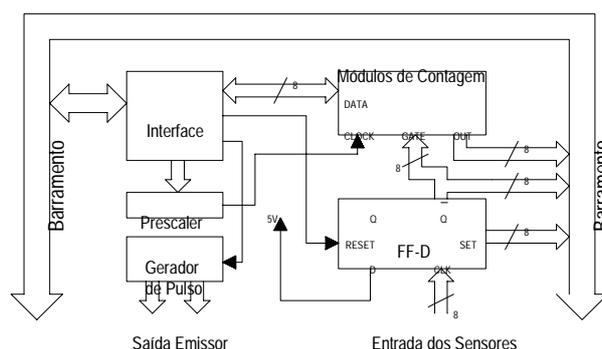


Figura 3 – Interrelação entre os blocos componentes da interface

Basicamente a placa contém oito *timers* independentes, de 16 bits, que são utilizados para medir os tempos decorridos entre a emissão do pulso e sua recepção. O clock que excita tais *timers* provém de um *prescaler*, completamente programável por *software*. A lógica de controle do travamento dos contadores é composta por um vetor de oito *flip-flops* tipo D, sensíveis a borda. A função destes *flip-flops* é reconhecer a borda do sinal vindo do PLL e travar o contador correspondente. Como visto, cada contador está habilitado quando a sua

entrada GATE está em 1. Todos os *flip-flops* são idênticos em funcionamento e operam como um bloco uno em relação as operações de I/O com o barramento.

4.1. Funcionamento:

Antes da operação propriamente dita é necessário inicializar o sistema, escrevendo as palavras de controle (*Control Words*). São nove *timers* independentes onde um será usado como divisor de frequências e os outros oito para a medida de intervalo de tempo. O *prescaler* também deve ser inicializado Para isso utiliza-se um dos *timers* operando de modo a dividir a frequência do *clock* do barramento por um fator conveniente. Essa escolha é determinada pelo compromisso entre alcance máximo e resolução da medida.

$$\begin{array}{ll} \text{Resolução :} & \text{Alcance Máximo :} \\ \Delta d_{\min} = \left(\frac{f_{\text{clock}}}{N_{\text{prescaler}}} \right)^{-1} \cdot v_{\text{som}} & R_{\max} = \Delta d_{\min} \cdot 2^{16} \end{array}$$

O ciclo de contagem é iniciado resetando todos os *timers*. Em seguida uma operação de escrita faz com os *flip-flops* da lógica sejam resetados e os respectivos *timers* habilitados. Iniciada a contagem, os *timers* começam a contar, para baixo, com uma frequência determinada pelo *prescaler*. Em seguida são acionados os geradores de pulso para o emissor. Então, quando o sensor recebe o pulso sonoro, o PLL interno gera um sinal (uma borda de subida), que faz com que o *flip-flop* correspondente mude de estado e conseqüentemente trave o *timer*. Quando o sistema operacional determina o próximo ciclo os valores registrados nos *timers* são lidos, juntamente com indicadores de estado de operação (*status flags*) e o fator de divisão do *prescaler*. Os *status flags* reportam eventuais erros de operação do sistema, tais como perda de um dos sensores ou localização além da região de máximo alcance do equipamento.

5. Software:

Optou-se por desenvolver o programa no ambiente Microsoft Visual Studio® 97. Este ambiente propicia alto grau de integração entre o compilador e o sistema operacional, além de disponibilizar inúmeras bibliotecas e ferramentas que simplificam o desenvolvimento da Interface Gráfica ao Usuário (GUI). Optou-se por não utilizar o suporte MFC (*Microsoft Foundation Classes*) oferecido a fim de maximizar a performance do programa; utilizado chamadas diretas para a API Win32. Isso permite que todos os recursos de interface do ambiente Win32 (Win95™ ou WinNT™) estejam disponíveis, sem entretanto acrescentar o *overhead* típico das soluções MFC.

5.1. Classes de Dados e Rotinas Numéricas

A razão do emprego quase abusivo da notação vetorial na descrição do problema fica evidente quando é mostrado a transposição das equações anteriores em código C++. Foram definidas classes de objetos tipo **Point**, representando Pontos ou Vetores no espaço 3D e tipo **Matrix**, representando Matrizes reais, de dimensão 3x3. Essas classes foram escritas de forma a permitir operações internas, escalares e relativas entre si tornando quase imediata a implementação do algoritmo em linguagem de programação. Com tais classes de dados, os problemas de Álgebra Linear, no espaço cartesiano \mathbb{R}^3 , podem ser representados de forma simples e elegante, fazendo com que não perca tempo com o entendimento de detalhes técnicos (RUSSO, 1999); deixando o algoritmo propriamente dito o mais parecido possível com a notação algébrica.

5.2. Interface com Hardware (device driver):

Em uma arquitetura por camadas a aridez de tais comandos deve ser encapsulada em comandos de nível mais alto, que agreguem as funções mais comuns. O objetivo final, é praticamente o mesmo descrito na seção anterior: fazer com que o programa principal seja intuitivo e simples, afastando os detalhes e incorporando-os aos respectivos subsistemas. Para isso devem ser criadas API's para as tarefas mais comuns como ajuste da frequência de contagem, ajuste da frequência do *prescaler* (alcance máximo) e de habilitação dos sensores utilizados. Deve também prover rotinas para inicializar a placa de interface, resetar os contadores e interagir com o sistema operacional.

A malha de repetição fica implícita, sendo sincronizada por *timers* internos do SO. Tal técnica é chamada de orientação por eventos, onde a execução de trechos de código é iniciada de acordo com a circunstancia e não necessariamente de modo seqüencial. Disso resulta um código final mais simples e transparente ao programador.

5.3. Interface Gráfica com o Usuário:

Inicialmente o programa apresenta a interface (*main window*), onde são representados um sistemas de coordenadas e a posição do conjunto de sensores. Nesta janela estão também o menu de controle das funções do sistema e os indicadores de estado (barra de *status*). O estilo das janelas de interface também segue estritamente o padrão recomendado pelo SDK para nomes de funções, teclas de atalhos, posicionamento de objetos gráficos etc. A interface é completamente intuitiva simples e amigável, necessitando pouco ou nenhum conhecimento técnico para operação, como pode ser visto na figura 4.

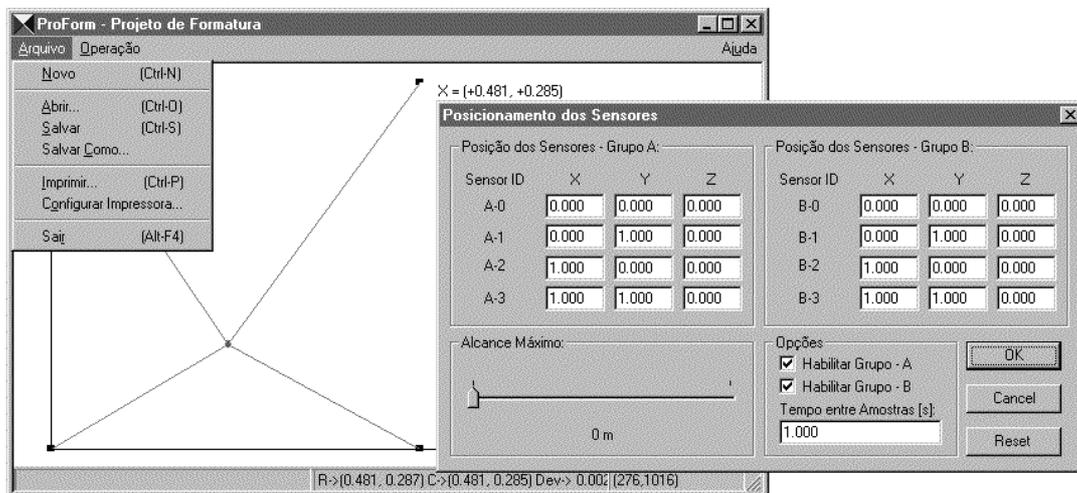


Figura 4 – Interfaces com o Usuário

5.4. Funcionamento

O programa se divide em três camadas (*layers*) diferentes, segundo recomendado pelo SDK Win32: a) Interface ao Usuário; b) Implementação do Algoritmo e c) Interface com *Hardware*. Cada camada é executada em uma sub-tarefa (*thread*) diferente, de modo a otimizar a divisão do tempo de processamento e evitar atrasos na sincronização da leitura da placa. A sub-tarefa c) é, ainda, executada com prioridade superior às tarefas comuns a fim de garantir que nenhuma outra tarefa menos crítica será executada em seu detrimento.

O *software* de controle e interfaceamento do sistema foi totalmente escrito em C++, totalmente orientado a objetos. Quando a aquisição é iniciada o programa instala um *timer* no Sistema Operacional cujo intervalo é o tempo entre amostras e ajusta a frequência do *prescaler* da placa de forma a garantir o alcance máximo na faixa desejada. Em seguida, a

cada intervalo correspondente ao evento do *timer*, é realizada a leitura dos registros da placa correspondentes aos sensores habilitados e os dados lidos são enviados para o algoritmo. Aqui convém tomar cuidado com o sentido da palavra *timer* em cada contexto onde é usada. *Timer* pode ser tanto qualquer um dos módulos de contagem existentes na placa (*hardware*) como também pode ser o dispositivo virtual que o Sistema Operacional oferece que dispara certa tarefa a cada intervalo determinado, em tempo real (*software*).

$$d_i = v_{som} \cdot \left[\left(\frac{f_{barramento}}{N_{prescaler}} \right)^{-1} \cdot N - t_{fixo} \right] \quad \text{onde} \quad \left\{ \begin{array}{l} N = \text{complemento 2} \\ \text{do valor lido no 8254} \end{array} \right.$$

Após a leitura dos registradores (*Hardware Timers*) na placa os valores são convertidos em tempo, de acordo com a frequência do *prescaler*, corrigidos descontando- os tempos fixos e então convertidos em distâncias.

Com todas as distâncias d_i calculadas, o algoritmo pode, então, calcular a posição do objeto. Após o cálculo da posição o objeto é desenhado na área cliente da janela principal, assim como linhas entre os sensores e o ponto, representando as distâncias medidas. As coordenadas do ponto **X** são mostradas no espaço ao lado da representação do ponto e na barra de status, juntamente com a estimativa do desvio padrão da medida (desvio em X e desvio em Y).

6. Conclusão:

Este trabalho destaca-se dos demais sistemas de localização principalmente pelo custo. Foi gasto, até presente momento, cerca de R\$ 1.000,00 na execução do primeiro protótipo. Entretanto metade deste custo é relativo ao projeto do circuito impresso de onde pode-se afirmar que o sistema completo, custe aproximadamente R\$1.000,00 (sem o microcomputador). Outro diferencial é a portabilidade do sistema: O módulo móvel é extremamente leve, possibilitando a utilização em modelo em escala reduzida.

Outra característica chave deste sistema é a flexibilidade do uso. Com o emprego de transdutores adequados e/ou específicos, pode-se adaptar o sistema para operar em uma área mais ampla, ou até mesmo como SONAR submarino. Da mesma forma é possível alocar os receptores no móvel afim de satisfazer alguma possível exigência de construção, etc.

Pretende-se, em futuro próximo, realizar ensaios comparativos a fim de conferir a classe de precisão do equipamento. A comparação será feita com dados adquiridos através de um equipamento RTK-DGPS, com precisão de 5mm. Após esta conferência o sistema passará a fazer parte do instrumental do laboratório do Depto. de Eng. Naval e Oceânica da EPUSP.

Bibliografia:

- AUSTERLITZ, H., 1991; Data Acquisition Techniques Using Personal Computers, Academic Press, San Diego
- MILNE, P. H., 1983; Underwater Acoustic Positioning Systems, Gulf Publishing Company; Houston.
- RUSSO, A. A., 1999; Determinação de Posição Através de Sonar Atmosférico Ativo; Trabalho de Graduação apresentado à Escola Politécnica da USP.
- TETLEY, L. e CALCUTT, D., 1986; Electronic Aids to Navigation, Edward Arnold.
- TOMPKINS, W. J. e WEBSTER, J. G., 1988; Interfacing Sensors to the IBM® PC, Prentice Hall, New Jersey

DESIGN OF ADAPTIVE FUZZY CONTROLLERS USING SCALING FACTORS

Gustavo Luiz C. M. de Abreu

José F. Ribeiro

Universidade Federal de Uberlândia, Centro de Ciências Exatas e Tecnologia, Departamento de Engenharia Mecânica, 38400-089, Uberlândia, MG, Brasil.

E-mails: gmanhaes@mecanica.ufu.br e jribeiro@mecanica.ufu.br

Abstract

This paper deals with a design of adaptive fuzzy controller used in real time for the control of dynamic systems modifying the scaling factors as the adaptation mechanism. The on line adaptation mechanism modifies the scaling factors for the error and change-of-error of the fuzzy controller on the basis of any detected changes. The adaptive controller proposed uses a measure of controller performance as the squared error over the fixed number of sampling times. The efficiency and the potentiality of the theoretical procedure are shown through numerical simulation. The control algorithm is implemented in a computer and the performance of adaptive fuzzy control is evaluated under a set of experimental tests made to the active control of vibrations of a mechanical system of 1 degree of freedom actuated by magnetic bearings.

Keywords: Adaptive Fuzzy Controller, Scaling Factors, Active Control of Vibrations, Mechanical Systems and Magnetic Bearings.

1. INTRODUCTION

In recent years, there has been growing interest in using fuzzy logic for control systems (Ribeiro *et al.*, 1999). Fuzzy logic theory have been considered as effective tools to deal with uncertainties in terms of vagueness, ignorance, and imprecision. This theory is based on a set of rules which sum up people's common sense and experience. The idea of the fuzzy logic is useful for representing linguistic terms numerically and making reliable decisions with ambiguous and imprecise events or facts.

Fuzzy controllers are most suitable for systems that cannot be precisely described by mathematical formulations. In this case, a control designer captures operators knowledge and converts it into a set of fuzzy control rules. The benefit of the simple design procedure of a fuzzy controller leads to the successful applications of a variety of engineering systems (Lee, 1990).

Most of the real-world systems that require automatic control are nonlinear in nature. That is, their parameter values alter as the operating point changes, over time, or both. As conventional control schemes are linear, a controller can only be tuned to give good performance at a particular operating point or for a limited period of time. The controller needs to be retuned if the operating point changes, or retuned periodically if the process changes with time. This necessity to retune has driven the need for adaptive controllers that can automatically retune themselves to match the current process characteristics.

Basically, there are three types of adaptation mechanisms that can be used to modify the parameters of the fuzzy controller and consequently its performance: a) the if-then rules; b)

the fuzzy set representing the meaning of linguistic values and c) the scaling factors for each variable.

The first type (a) also called self-organizing controllers can modify an existing set of rules or they can start with no rules at all and “learn” their control strategy as they go. Most reported applications (Shao, 1988) have resorted to heuristic methods for constructing the self-organizing controllers. One idea is to try to identify which rule is responsible for the current poor control performance, and then to replace it with a better rule (Driankov *et al.*, 1996). But it is difficult to develop a control strategy and to calibrate control rules when complex systems are involved. Automatic rule generation and automatic rule calibration are required to overcome the first difficult. Learning capability of neural networks and optimization techniques such as genetic algorithms play the central role (Túpac *et al.*, 1999).

The second type of adaptation mechanism (b) is the tuning mechanism that alters the shapes of the fuzzy sets defining the meaning of linguistic values. There has been some argument (Driankov *et al.*, 1996) that changing the fuzzy set definitions should not be used to tune the controller. The fuzzy set definitions are not arbitrary but are chosen to reflect the meaning of the linguistic values taken by the variables. Recent works have centered on the use of mathematical optimization techniques to alter the shapes of the fuzzy sets so that the output from the fuzzy controller matches a suitable set of reference data as closely as possible (Homaifar *et al.*, 1995). This procedure is carried out off-line and so tunes the controller before it is used. No subsequent on-line adaptation is performed, so the controllers are not strictly adaptive. However, the technique is closely allied to the adaptive methods discussed in Driankov *et al.* (1996), and it has been demonstrated that it can be used on-line (Glorennec, 1991). A truly adaptive fuzzy controller that modifies the shapes of the fuzzy sets on-line has been developed by Bartolini *et al.* (1982) that applied this adaptive controller to the control of a simulation of a continuous casting plant.

The third type (c) is the simplest of the adaptation mechanism schemes and it must be used for the development of fuzzy controllers when the knowledge about the range value of the input variables is not too simple. In this mechanism, the input or output values are mapped onto the universe of discourse of the fuzzy set definitions, and the range value of the input variables is multiplied by a scaling factor. Altering the scaling factor changes the classification of an input value. This reduces the sensitivity of the controller to the input, and so reduces the controller gain (Driankov *et al.*, 1996). Yamashita *et al.* (1988), designed a fuzzy controller with the error and change-of error of the temperature as the inputs, and the change in hydrogen gas flow rate to the reactor as the output. They used the following scheme to automatically increase the controller gain once the operating temperature was reached by altering the scaling factors for the error and change-of-error. Hayashi, (1991) has derived a set of equations for calculating the input and output scaling factors for a PI like a fuzzy controller from the parameters of the first-order model of the process.

This study investigates the use of a adaptation mechanism altering scaling factors to solve the problem concerning the on-line fuzzy logic control. The proposed mechanism can control the vibrations in real-time, for achieving a satisfactory response, of a dynamic system constituted by a vibratory mechanical system of 1 degree of freedom actuated by magnetic bearings.

This paper is divided as follows. In Section 2 we present some basic notions about fuzzy logic controllers. In Section 3 the adaptation mechanism is shown. In Section 4 the control problem is presented. In Section 5 the on-line mechanism is employed to control a vibratory mechanical system and we also present the results of the numerical simulations and a set of experimental tests are made to evaluate the proposed controller action under some operating conditions of the system. The discussion and conclusions are given in Section 6.

2. BASIC CONCEPTS OF FUZZY LOGIC CONTROL

Fuzzy set theory was proposed by Zadeh (1965), and it was employed as an alternative to traditional modeling and control design in order to provide a suitable representation of complex systems.

In order to obtain the control design for a nonlinear or complex dynamic system, there are four basic steps in designing a conventional fuzzy logic controller (FLC) for a physical system: 1) the definition of input/output fuzzy variables; 2) the decision making of fuzzy control rules; 3) fuzzy inference logic, and 4) defuzzification and aggregation (see Fig. 1).

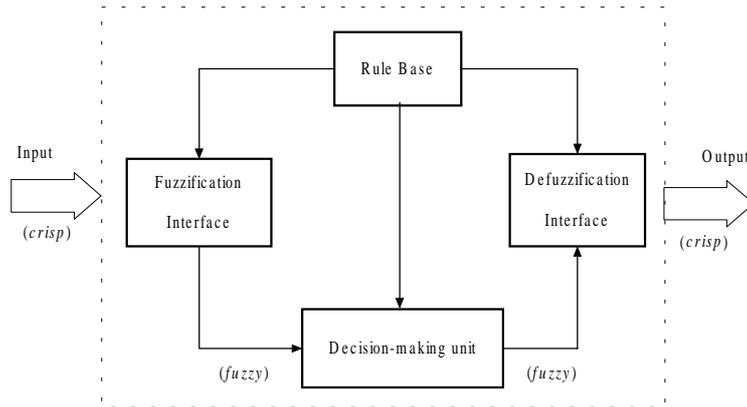


Figure 1. The Fuzzy Inference System.

The inference operations upon fuzzy if-then rules performed by fuzzy inference systems are described as follows.

1. The definition of input/output variables. The input/output variables of a fuzzy controller can be divided into system variables, and linguistic variables. Most fuzzy controllers employ the error and error rate of system variables as the input and the force, voltage or another variable of the control law as the output.
2. The fuzzy control rule is important to the successful operation of the fuzzy control system. The rule base (knowledge base), containing a number of fuzzy if-then rules, is composed as follows:

$$R_i: \quad \underbrace{\text{If } x_1 \text{ is } A_{i1} \text{ and } x_2 \text{ is } A_{i2} \dots \text{ and } x_n \text{ is } A_{in}}_{\text{Antecedent}} \text{ then } \underbrace{y \text{ is } B_i}_{\text{Consequent}} \quad (1)$$

where x_1, x_2, \dots, x_n and y are system variables and $A_{i1}, A_{i2}, \dots, A_{in}$ are linguistic values of the fuzzy variable to express the universe of discourse of the fuzzy sets in the antecedent, and B_i are linguistic values of the fuzzy variable to express the universe of discourse of the fuzzy sets in the consequent, and it describes the output of the system within the fuzzy region specified by the antecedent of the rule.

3. Fuzzy inference logic. The fuzzy inference method based on fuzzy relation composition law (Zadeh, 1965) is employed in this work. This fuzzy inference logic employs the *Max-Min* product composition to operate the fuzzy control rules. The membership values on the premise part to get *weight* of each rule. The specific operator is usually *Min*.

4. Defuzzification and aggregation. In order to obtain the correct control input for this control system, it is necessary to defuzzify the fuzzy sets and aggregate the qualified consequent parts to produce a crisp output. In this work, the centroid of area was employed to calculate the final output.

The basic objective, after to construct the controller, is to tune the range of the input variables for achieving a satisfactory response of a dynamic system using the adaptation mechanism described in the next section.

3. ALTERING SCALING FACTORS

The following control scheme can be used to automatically increase or decrease the controller gains once the operating input variables by altering the scaling factors for the error and change-of-error using a performance measure.

The choice of performance measures depends on the type of response the control system designer wishes to achieve. Usually the performance measure is the average of the square error over the previous k sampling times. At sample time, k , a scaling factor modifier, Ce_k or CCe_k , is calculated as a function of the performance measure, ASE_k or $ASCE_k$, according to the set of linguistic fuzzy rules as for example:

If ASE_k is VERY LARGE then Ce_k is VERY LARGE
If $ASCE_k$ is SMALL then CCe_k is VERY SMALL,

for the error and change-of-error, respectively.

The range for the error (GE) and change-of-error (GCE) are then updated via:

$$\begin{aligned} GE_k &= Ce_k GE_0 \\ GCE_k &= CCe_k GCE_0 \end{aligned} \quad (2)$$

where GE_0 and GCE_0 are fixed initial range values of the fuzzy controller.

These rules for Ce_k and CCe_k can be implemented in a fuzzy scale system (Fig.2). The rules have the effect of increasing the fuzzy controller gain by increasing the scaling factors, as the average squared error decreases as the process is maintained around its set-point.

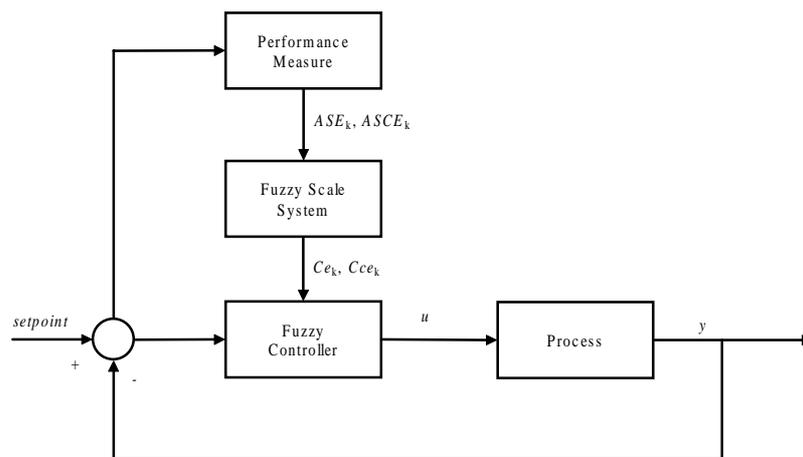


Figure 2. The Adaptive Fuzzy Controller Altering Scaling Factors.

To demonstrate the efficiency of this simple adaptation mechanism, the present scheme is implemented in a computer to control the vibrations, in real-time, of a dynamic system constituted by a vibratory mechanical system of 1 degree of freedom actuated by magnetic bearings described in the next section.

4. THE CONTROL PROBLEM

In this section, the characteristics of a simple dynamic system are shown to illustrate the validity of the adaptation mechanism.

The system is composed of a vibratory mechanical system of 1 degree of freedom, a fuzzy controller, one sensor of proximity that detects its lateral movements, and it is actuated by magnetic bearings that produces the control forces. The physical structure of the mechanical system and all the constituent elements are shown in Fig. 3.

The block diagram of the control system is shown in Fig. 3. The fuzzy controller is implemented on the personal computer. The output of the sensor (X_s) is read by the A/D converter and the sampling period is chosen as 5 [ms]. The computed control signal (v_c) is sent to the current driver (I_1) via a D/A converter and it feeds the solenoids of the magnetic bearing that produces the control force (F).

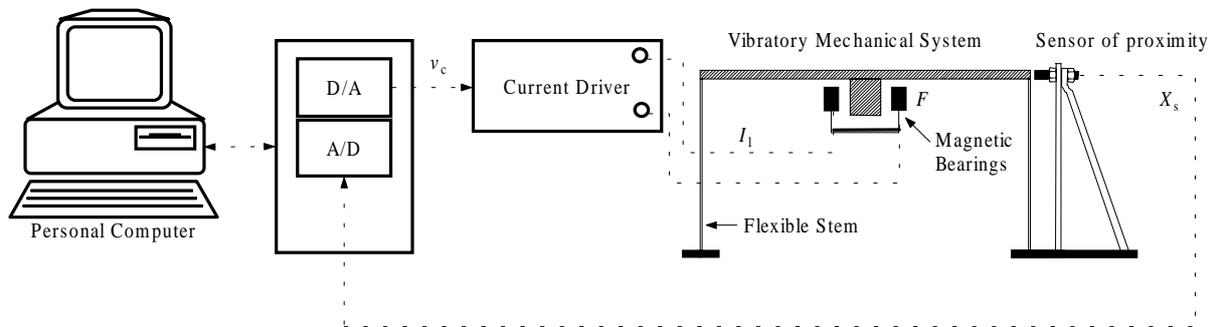


Figure 3. Experimental Setup for implementing the Control Design.

The objective is to use the actuator, which can provide a force F which will bring the system to reduce the amplitudes from an arbitrary initial conditions in minimum time.

The system is modeled by the transfer function of second order described as follows:

$$G(s) = \frac{X(s)}{F(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3)$$

where $X(s)$ is the Laplace transformed of the displacement and $F(s)$ is the Laplace transformed of the forces, ω_n is the natural frequency, and ξ is the damping.

In Ribeiro *et al.* (1997) are shown the characteristics of the magnetic bearings utilized in this work. The equations of the current driver and sensor of proximity, and the parameters of each component of the physical system were obtained experimentally and are described in detail in Ribeiro *et al.* (1999).

Vibratory system:

- (a) Natural Frequency: $\omega_n = 77,5$ [rad/s]
- (b) Damping: $\xi = 7,07E-3$
- (c) $k = 11377,882$ N.m⁻¹

Magnetic Actuator:

- (a) Pole area: $A = 225$ mm²
- (b) Number of coils: $N = 100$ coils
- (c) Constant current: $i_2 = 0,5$ Ampère
- (d) Nominal gap: $s = 1,5$ mm

The sensor of proximity and current driver gains are: $k_{sensor} = 2,0$ [Volts/mm] and $K_{driver} = 0.435$ [Ampère/Volts], respectively.

5. NUMERICAL AND EXPERIMENTAL EVALUATION OF THE CONTROLLER

The efficiency of the adaptive fuzzy controller was verified through numerical and experimental simulations to the controlled and not controlled system.

The vibratory system used in the experimental tests is shown in Fig.4.

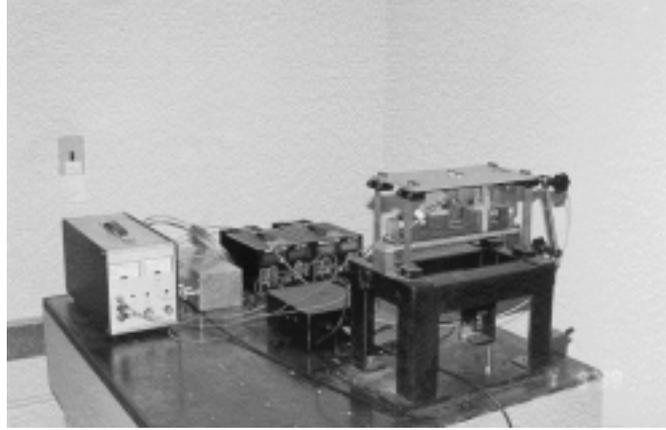


Figure 4. The Experimental Apparatus of the Vibratory Mechanical System.

The numerical simulations of the system were implemented using the simulation software Matlab[®]. The Fig. 5 shows the block diagram of the close loop system with the adaptive fuzzy controller. The two-input, $e(t)$ and $ce(t)$, and single-output $v_c(t)$ (MISO) control problem is considered in Fig.5. The aim is to maintain a single process-state variable $e(t)$ at set-point $r(t)$.

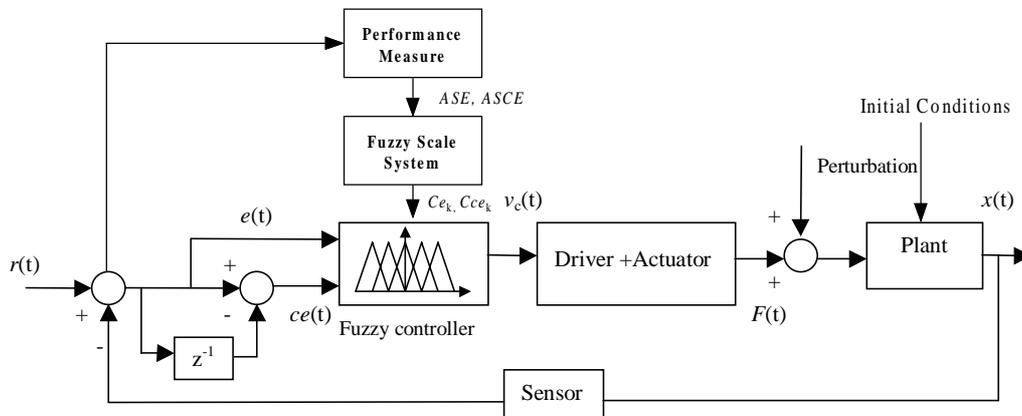


Figure 5. Close Loop System using the Adaptive Fuzzy Controller.

The performance measure uses the average square error (ASE) and change-of-error ($ASCE$) as the performance indices calculated over a fixed observation period $k = 20$ (Eq. 2), and the results are the inputs of the fuzzy scale system (ASE and $ASCE$). These inputs are constituted by 4 triangular membership functions (ZERO, LOW, MEDIUM and HIGH) for each one, and the cross-point ratio of all is 0.5.

The universe of discourse of the inputs are: 0 to 1.4 [mm^2] for the ASE input and 0 to $6 \cdot 10^5$ [mm^2/s^2] for the $ASCE$ input. The universe of discourse of the outputs of the fuzzy scale system are: 0.1 to 1.5 for both outputs (Ce_k and Cce_k) and it was utilized 8 fuzzy inference rules described as follows.

The fuzzy scale system changes the scaling factor of the error Ce_k and the scaling factors of the change-of-error Cce_k depending on the values of the performance indices (ASE and $ASCE$).

If ASE is ZERO **then** Ce_k is ZERO
If ASE is LOW **then** Ce_k is LOW
If ASE is MEDIUM **then** Ce_k is MEDIUM
If ASE is HIGH **then** Ce_k is HIGH
If ASCE is ZERO **then** Cce_k is ZERO
If ASCE is LOW **then** Cce_k is LOW
If ASCE is MEDIUM **then** Cce_k is MEDIUM
If ASCE is HIGH **then** Cce_k is HIGH

The fuzzy controller presents two inputs, $e(t)$ and $ce(t)$ and one output $v_c(t)$. The inputs and output are composed by 7 gauss-shaped membership functions (NH, NM, NS, Z, PS, PM and PH) and the cross-point ratio of all is 0.5. More detail about this parameters see Ribeiro *et al.* (1999). The fuzzy rules base is constituted by 27 rules and are described in Table 1.

Table 1. Fuzzy Rules Base used by Fuzzy Controller.

Error (e)

	NH	NM	NS	Z	PS	PM	PH
NH	NH			NH			Z
NM		NM		NM		Z	
NS			NS	NS	Z	PM	
Z	NH	NM	NS	Z	PS	PM	PH
PS		PS	Z	PS	PS		
PM		Z		PM		PM	
PH	Z			PH			PH

Change-of-error (Ce)

The not controlled system is shown in Fig. 6 and to evaluate the efficiency of the fuzzy controller, the plant was simulated numerically and experimentally. The results are shown in Fig. 6, where solid and dashed curves correspond to the experimentally and numerically controlled system respectively. The numerical initial conditions to $[e, ce]$ were $[0 \text{ mm}, 5E-2 \text{ mm/s}]$ and it was applied a impulsive force, as a perturbation, to excite the experimental system. The initial ranges utilized to $e(t)$ and $ce(t)$ were $[-50 \text{ Volts}, 50 \text{ Volts}]$ and $[-100 \text{ Volts/s}, 100 \text{ Volts/s}]$ respectively. The final ranges to these input variables were $[-12.5 \text{ Volts}, 12.5 \text{ Volts}]$ and $[-25 \text{ Volts/s}, 25 \text{ Volts/s}]$, respectively to both numerical and experimental results. It is remarkable to note how the controller can reduce the amplitudes from the initial conditions in minimum time.

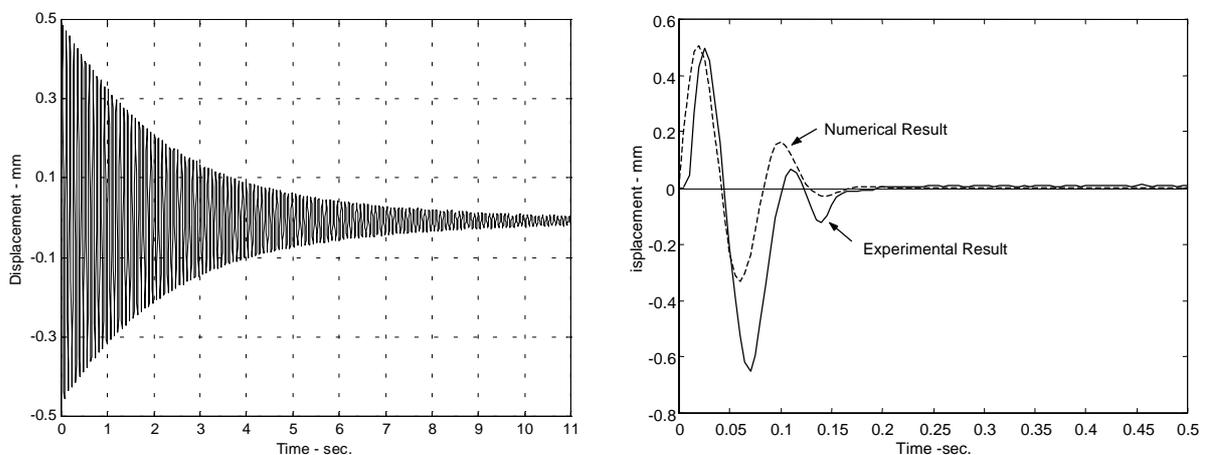


Figure 6. Not controlled System and the Experimentally and Numerically Controlled System.

6. CONCLUSIONS

The adaptive fuzzy controller altering scaling factors as the adaptation mechanism presented in the paper is suitable for real-time control and possesses a quite strong ability to self-tuning the range of the input variables using the average square error and change-of-error as the performance indices. All the trial experiments showed that the controller has satisfying performance of the initial range of the fuzzy input variables. The present control scheme represents an interesting tool for the development of fuzzy controllers when the knowledge about the range value of the input variables is not too simple. The fuzzy control proposed in this paper is certainly the simplest approach to adaptive fuzzy control which has proved itself through present application study. The on-line fuzzy self-organizing controller and its control algorithm constitutes the next implementation for this work.

7. ACKNOWLEDGEMENTS

The authors would like to thank the financial support supplied to this work by the CAPES.

8. REFERENCES

- Bartolini, G., Casalino, G., Davoli, F., Mastretta, M., Minciardi, R. and Morten, E., 1982, "Development of Performance Adaptive Fuzzy Controllers with Application to Continuous Casting Plants", In: R. Trappl (ed), *Cybernetics and Systems Research*, Amsterdam, North-Holland, pp. 721-728.
- Driankov, D., Hellendoorn, H. and Reinfrank, M., 1996, "An Introduction to Fuzzy Control", Ed. Springer, Second Edition.
- Glorennec, P.Y., 1991, "Adaptive Fuzzy Control", *Proc. of the IFSA'91*, pp. 33-36.
- Homaifar, A. and McCormick, Ed., 1995, "Simultaneous Design of Membership Functions and Rule Sets for Fuzzy Controllers Using Genetic Algorithms", *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 3, No. 2, pp. 129-139.
- Lee, M., 1990, "Fuzzy Logic in Control Systems: Fuzzy Logic Controller – Part I and II", *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*, Vol. 20, No. 2, pp. 404-435.
- Ribeiro, J.F., Manhães de Abreu, G.L.C., 1999, "Controle Ativo de Vibrações Usando Controladores Baseados em Lógica Fuzzy", *COBEM'99*, Águas de Lindóia-São Paulo, Brazil.
- Ribeiro, J. F., Léopore, F. P. e Ribeiro, P. E., 1996, "O uso de Atuadores Magnéticos no Controle Ativo de Vibrações de Sistemas Mecânicos", *IV CEM-NNE*, pp. 439-444.
- Shao, S., 1988, "Fuzzy Self-organizing Controller and its Application for Dynamic Processes", *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 26, pp. 151-164.
- Túpac, Y.J., Pacheco, M.A., Vellasco, M. and Tanscheit, R., 1999, "Geração do Conjunto de Regras de Inferência para um Controlador Nebuloso Usando Algoritmos Genéticos", *IV Simpósio Brasileiro de Automação Inteligente – SBAI*, pp. 491-495.
- Yamashita, Y., Matsumoto, S., and Suzuki, M., 1988, "Start-up of a Catalytic Reactor by Fuzzy Controller", *J. Chemical Engineering of Japan*, Vol. 21, pp. 277-281.
- Hayashi, S., 1991, "Auto-tuning Fuzzy PI Controller", *Proc. of the IFSA'91*, pp. 41-44.
- Zadeh, L. A., 1965, *Information and Control*, Vol. 8, pp. 338-353.

O CONTROLE DE FORÇA EM ATUADORES HIDRÁULICOS

Mauro André Barbosa Cunha^{1*}

Raul Guenther²

Edson Roberto De Pieri¹

Laboratório de Robótica, ¹Departamento de Automação e Sistemas, ²Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade Federal de Santa Catarina, CEP 88040 – 900, Florianópolis, SC.

* Centro Federal de Educação Tecnológica de Pelotas - RS

Resumo

Neste trabalho apresenta-se um estudo sobre o problema de controle de força em atuadores hidráulicos. Usando o modelo matemático que descreve o comportamento do atuador hidráulico, as equações relativas a um atuador em contato com um meio rígido e a dinâmica de um sensor de força, obtém-se as equações que descrevem a relação entre a corrente de entrada em uma válvula hidráulica e a força exercida sobre o meio em questão. A partir dessas equações formula-se o problema do controle de força em atuadores hidráulicos mostrando, com o auxílio do método do lugar das raízes, as principais restrições impostas pelo sistema ao controle de trajetórias de força.

Palavras-chave: Atuadores hidráulicos, Controle de Força, Sensor de Força.

1. INTRODUÇÃO

Tradicionalmente a força nos atuadores hidráulicos é controlada através da diferença de pressão nas câmaras do cilindro. A força líquida aplicada é obtida através da multiplicação desta diferença de pressão pela área do pistão, descontadas a força de inércia e as forças de atrito. Quando a tarefa não exige uma grande precisão no controle da força, as forças de inércia e de atrito podem ser desconsideradas e a diferença de pressão multiplicada pela área do pistão é considerada igual à força aplicada. Neste caso, a malha fechada atuador-meio-controlador é um sistema dinâmico com uma grande frequência natural e pequeno amortecimento, principalmente se a rigidez do meio é alta. Isso limita a estabilidade e a obtenção de um bom comportamento dinâmico. Algumas dessas limitações são estudadas em Alleyne and Liu (1999) onde é apresentada uma análise do problema de controle de força através da diferença de pressão utilizando controladores convencionais em um modelo reduzido do atuador hidráulico.

Em aplicações nas quais as exigências de precisão no controle da força são maiores, as forças de inércia e principalmente as de atrito não podem ser desconsideradas. Neste caso não é possível controlar a força através da diferença de pressão nas câmaras. Torna-se necessário

introduzir um sensor para medir diretamente a força entre a extremidade do cilindro e o meio. Este é o caso quando os atuadores hidráulicos são utilizados em robôs manipuladores.

O presente trabalho trata do controle de força em atuadores hidráulicos neste caso, ou seja, quando a força aplicada é medida através de um sensor na extremidade do atuador. Dessa forma o projeto do controlador precisa ser feito considerando a dinâmica do meio e do sensor, como já foi constatado em Eppinger and Seering (1992) para os atuadores elétricos.

É interessante observar que os atuadores elétricos podem ser vistos como geradores diretos de força, enquanto os atuadores hidráulicos geram a derivada da força. De fato, nos atuadores hidráulicos a aplicação de um sinal elétrico causa o movimento do carretel da válvula o qual controla a entrada e saída de fluido do atuador, provocando uma diferença de pressão entre as câmaras do atuador. Mesmo se a dinâmica do carretel da válvula é desprezada, o sinal de controle fundamentalmente controla a derivada da diferença de pressão entre as câmaras do atuador, ou seja, controla a derivada da força gerada por ele e não a força (Heinrichs et al., 1997)(Niksefat e Sepehri, 1999). Este fato amplia as limitações de estabilidade e a possibilidade de obtenção de bons comportamentos dinâmicos utilizando controladores convencionais.

Neste trabalho apresenta-se uma contribuição para a formulação do problema de controle de força em atuadores hidráulicos nos quais a força é medida diretamente através de um sensor na extremidade do atuador. Além da introdução de um sensor de força, emprega-se a análise do lugar das raízes em um modelo mais completo para o atuador hidráulico do que o utilizado por Alleyne and Liu (1999).

Para tanto, na seção 2, apresenta-se as equações que regem o comportamento de um atuador em contato com o meio. Na seção 3, apresenta-se a modelagem de um atuador hidráulico, e, na seção 4, introduz-se a dinâmica do atuador hidráulico no sistema do atuador em contato com o meio. Na seção 5, aborda-se os efeitos relativos à introdução de um sensor de força no sistema. Na seção 6 apresenta-se a conclusão.

2. UM ATUADOR EM CONTATO COM O MEIO

Nesta seção analisa-se a relação entre a força gerada por um atuador e a força exercida no meio. Supõe-se o atuador como um gerador de força direto como no caso dos motores elétricos, onde, normalmente, considera-se que o torque é gerado diretamente.

Considere o sistema da figura 1, onde F é a força aplicada pelo atuador ao sistema, F_e é a força que o atuador exerce sobre o meio, y é a posição do atuador, B é o coeficiente de amortecimento do atuador, M é a massa do atuador, y_e é o deslocamento do meio, M_e é a massa do meio, B_e é o coeficiente de amortecimento do meio e K_e é a rigidez do meio.

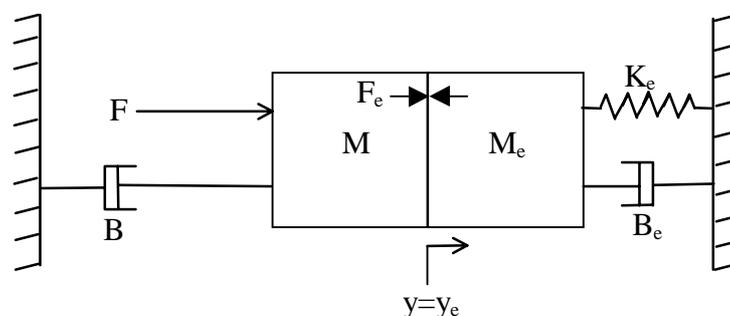


Figura 1 - Modelo para um atuador em contato com o meio

Do sistema da figura 1, pode-se escrever no domínio de Laplace (para condições iniciais nulas):

$$\left[(M + M_e)s^2 + (B + B_e)s + K_e \right] Y(s) = F(s) \quad (1)$$

$$\left[M_e s^2 + B_e s + K_e \right] Y(s) = F_e(s), \quad (2)$$

o que resulta na função de transferência

$$\frac{F_e(s)}{F(s)} = \frac{M_e s^2 + B_e s + K_e}{(M + M_e)s^2 + (B + B_e)s + K_e}. \quad (3)$$

Este modelo apresenta dois pólos e dois zeros complexos conjugados (Silveira, 1998). Da função de transferência pode-se calcular a frequência natural e o amortecimento dos pólos e dos zeros:

$$\omega_z^2 = \frac{K_e}{M_e} \quad (4)$$

$$\omega_p^2 = \frac{K_e}{M + M_e} = \frac{M_e}{M + M_e} \omega_z^2 \quad (5)$$

$$\xi \omega_z = \frac{B_e}{2M_e} \quad (6)$$

$$\xi \omega_p = \frac{(B_e + B)}{2(M_e + M)}. \quad (7)$$

Da equação (5) conclui-se que a frequência natural dos pólos é menor do que a dos zeros e como B_e é, normalmente, muito pequeno tem-se que $\xi \omega_z < \xi \omega_p$. Assim, com base nas equações (4)-(7), um possível lugar das raízes é mostrado na figura 2.

Se B_e for desprezado tem-se $\xi \omega_z = 0$ e $\xi \omega_p = \frac{B}{2(M_e + M)}$, ou seja, os zeros estão sobre o eixo imaginário e os pólos à esquerda. Se, além disso, o coeficiente de amortecimento do atuador for pequeno comparado a soma da massa do meio mais a massa do atuador, de forma que esta razão fique muito próxima de zero, resulta no lugar das raízes mostrado na figura 3.

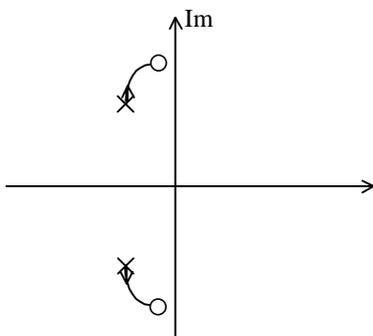


Figura 2 - Lugar das raízes da função de transferência (3)

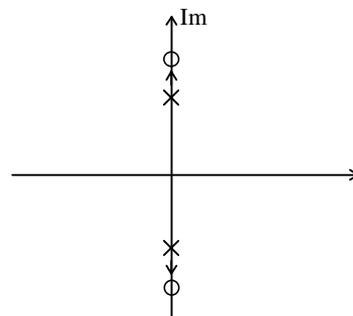


Figura 3 - Lugar das raízes da função de transferência (3) com $B=0$ e $B_e=0$

Analisando a função de transferência (3) e as figuras 2 e 3 verifica-se que mesmo sem considerar a dinâmica do atuador os dois zeros complexos conjugados próximos (ou na) origem impõem uma dura restrição no uso de controladores clássicos na malha fechada. No caso de um controlador proporcional, por exemplo, os pólos tenderiam a posições próximas do (ou no) eixo imaginário.

3. ATUADOR HIDRÁULICO

Considere o atuador hidráulico mostrado na figura 4. Esse atuador consiste de um cilindro controlado por uma servoválvula tipo carretel de quatro vias e centro crítico. Na figura 4, P_S é a pressão de suprimento, P_0 é a pressão no reservatório, P_1 é a pressão na câmara 1 do cilindro, P_2 é a pressão na câmara 2 do cilindro, v_1 é o volume na câmara 1, v_2 é o volume na câmara 2, Q_1 é a vazão da válvula para a câmara 1, Q_2 é a vazão da câmara 2 para a válvula, M é a massa do sistema, B é o coeficiente de atrito viscoso, “ u ” é a entrada de controle, e “ y ” é a posição do pistão atuador (e conseqüentemente da massa M).

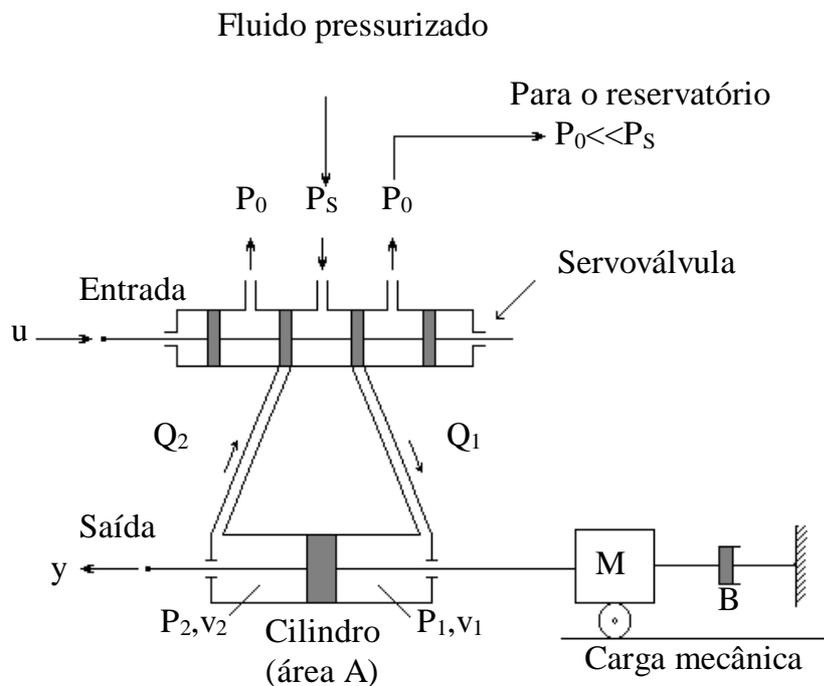


Figura 4. Atuador hidráulico

O modelo linear do atuador em questão é dado por (Cunha, 1999)

$$M\ddot{y} + B\dot{y} = AP_{\Delta} \quad (8)$$

$$\dot{P}_{\Delta} = \frac{4\beta}{v} (K_Q x_v - K_C P_{\Delta} - A\dot{y}) \quad (9)$$

$$\dot{x}_v = -\frac{1}{\tau_v} x_v + \frac{K_v}{\tau_v} i, \quad (10)$$

onde β é o *bulk modulus*, $P_{\Delta}=P_1-P_2$ é a diferença de pressão entre as câmaras, K_Q é o ganho de vazão, K_C é o ganho de vazão-pressão, x_v é o deslocamento do carretel da servoválvula, i é a corrente de entrada da servoválvula e τ_v e K_v são constantes da servoválvula. Para maiores detalhes sobre sistemas hidráulicos ver Watton (1989).

4. ATUADOR HIDRÁULICO EM CONTATO COM O MEIO

A força gerada por um atuador hidráulico é dada por $F = AP_{\Delta}$. Assim, observando a equação (9), verifica-se que desprezando a dinâmica da servoválvula ($u=x_v$) tem-se que o sinal de controle controla a derivada da força e não a força diretamente como ocorre normalmente nos atuadores elétricos. Se a dinâmica da servoválvula é considerada como de 1ª ordem, então, existe uma dinâmica de 2ª ordem entre o sinal de controle e a força gerada pelo atuador.

Analisa-se, inicialmente, o caso em que a dinâmica da servoválvula é desprezada ($u=x_v$). Para isto, aplicando-se a transformada de Laplace na equação (9) com condições iniciais nulas resulta

$$F(s) = \frac{1}{\left(s + \frac{4\beta A}{v} K_C\right)} \left[-\frac{4\beta A^2}{v} sY(s) + \frac{4\beta A}{v} K_Q X_v(s) \right]. \quad (11)$$

Substituindo (11) em (1) obtém-se

$$\left\{ \left(s + \frac{4\beta A}{v} K_C \right) \left[(M + M_e)s^2 + (B + B_e)s + K_e \right] + \frac{4\beta A^2}{v} s \right\} Y(s) = \frac{4\beta A}{v} K_Q X_v(s) \quad (12)$$

e a seguinte função de transferência:

$$\frac{F(s)}{X_v(s)} = \frac{4\beta A K_Q}{v} \frac{M_e s^2 + B_e s + K_e}{\left\{ \left(s + \frac{4\beta A}{v} K_C \right) \left[(M + M_e)s^2 + (B + B_e)s + K_e \right] + \frac{4\beta A^2}{v} s \right\}}. \quad (13)$$

Dependendo da válvula, o valor de K_C é muito pequeno e pode ser desprezado. Desconsiderando K_C e B_e o denominador de (13) torna-se

$$s \left[(M + M_e)s^2 + Bs + K_e + \frac{4\beta A^2}{v} \right], \quad (14)$$

e assim, comparando (14) com (3) pode-se concluir que a introdução do sistema hidráulico, sem considerar a dinâmica da servoválvula, acrescenta um pólo na origem e aumenta a frequência natural dos pólos, podendo-se ter como possibilidades os lugares das raízes mostrados nas figuras 5 e 6.

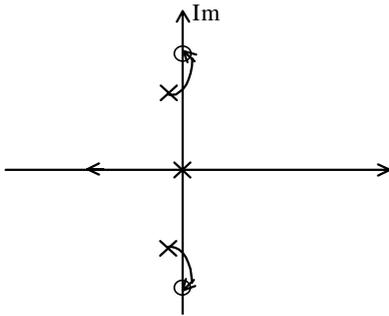


Figura 5 - Lugar das Raízes

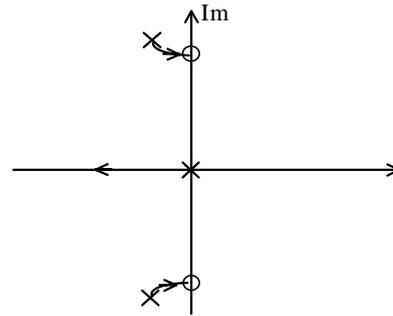


Figura 6 - Lugar das raízes

Comparando os lugares das raízes das figuras 2 e 5, nota-se que a introdução da dinâmica hidráulica faz com que, dependendo dos valores do sistema, um ganho proporcional possa levar o sistema à instabilidade. Este fato geralmente não é considerado nos atuadores elétricos, visto que a dinâmica do atuador pode, normalmente, ser desprezada. Pode-se também notar que a banda de passagem, que já era limitada, diminui.

Da equação (13), pode-se observar que introduzindo a dinâmica da servoválvula dada na equação (10), $X_v(s) = \frac{K_v}{\tau_v s + 1} I(s)$, tem-se que $\frac{F_e(s)}{I(s)} = \frac{K_v F_e(s)}{(\tau_v s + 1) X_v(s)}$, ou seja, acrescenta-se

um pólo real com parte real negativa na função de transferência do sistema. O lugar das raízes depende da frequência natural deste pólo e dos outros já existentes. Contudo, supondo o lugar das raízes da figura 5, a dinâmica da servoválvula faria com que o ângulo de partida no traçado do lugar das raízes fosse diminuído e o ângulo de chegada fosse aumentado, diminuindo ainda mais a largura da banda de passagem antes que o sistema atinja a instabilidade.

5. ATUADOR HIDRÁULICO EM CONTATO COM O MEIO E COM UM SENSOR DE FORÇA

Com o objetivo de poder medir esta força aplicada ao meio, introduz-se um sensor de força, e o sistema passa a ser o representado na figura 7. A força F_e medida pelo sensor é dada por

$$F_e = K_s (y - y_e), \quad (15)$$

e a função de transferência para este sistema é dada por

$$\frac{F_e(s)}{F(s)} = \frac{(M_e s^2 + B_e s + K_e) K_s}{(M s^2 + B s + K_s) [M_e s^2 + B_e s + (K_e + K_s)] - K_s^2}. \quad (16)$$

De (16) pode-se afirmar que a introdução de um sensor de força acrescenta ao modelo dois pólos complexos conjugados (Silveira, 1998). Considerando a força gerada pelo atuador hidráulico dada pela equação (11) resulta na função de transferência dada por

$$\frac{F_e(s)}{X_v(s)} = \frac{4\beta AK_Q}{v} \frac{(p(s) - K_s)K_s}{\left\{ \left[\left(s + \frac{4\beta A}{v} K_c \right) (p(s)q(s) - K_s^2) \right] + \frac{4\beta A^2}{v} sp(s) \right\}}, \quad (17)$$

onde $q(s) = (Ms^2 + Bs + K_e)$ e $p(s) = [M_e s^2 + B_e s + (K_e + K_s)]$. Assim, a introdução do sensor e da dinâmica hidráulica acrescenta três pólos à função de transferência e não alteram a localização dos zeros. Observando a equação (17) verifica-se que a introdução da dinâmica da servoválvula dada pela equação (10) acrescenta mais um pólo na malha fechada resultando em um sistema de 6ª ordem.

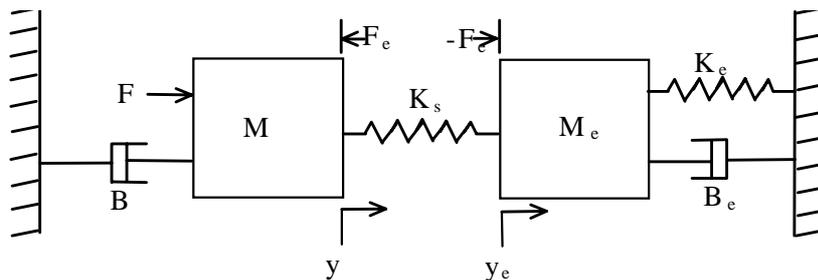


Figura 7 - Sistema atuador-sensor-meio

Em Laval et al. (1996) utilizando um modelo semelhante a este, com $B_e = 0$ e com a dinâmica da servoválvula sendo considerada de segunda ordem, um sistema de 7ª ordem foi obtido com os pólos e os zeros iguais aos mostrados na tabela 1. O lugar das raízes é mostrado nas figuras 8 e 9.

Tabela 1 - Pólos e zeros obtidos em Laval et al. (1996)

Pólos	Frequência (rad/s)	Zeros	Frequência (rad/s)
-1,4	1,4	$j208,2$	208,2
-394,5	394,5	$-j208,2$	208,2
-1369,8	1369,8		
$-175 + j2298,4$	2305,1		
$-175 - j2298,4$	2305,1		
$-244,7 + j6590$	6594,5		
$-244,7 - j6590$	6594,5		

Do lugar das raízes obtido em Laval et al. (1996) pode-se verificar que o controle de uma força desejada em um sistema com restrições no ambiente a partir da entrada de corrente em uma servoválvula hidráulica apresenta, do ponto de vista de lugar das raízes, uma semelhança com o problema de controle de posição. Esta semelhança é a presença dos dois pólos complexos conjugados pouco amortecidos que tendem a ir para a instabilidade. Pode-se notar, também, a presença dos dois zeros complexos conjugados sobre o eixo imaginário os quais representam uma dura restrição ao desempenho de malha fechada com controladores clássicos, pois limitam a banda de passagem.

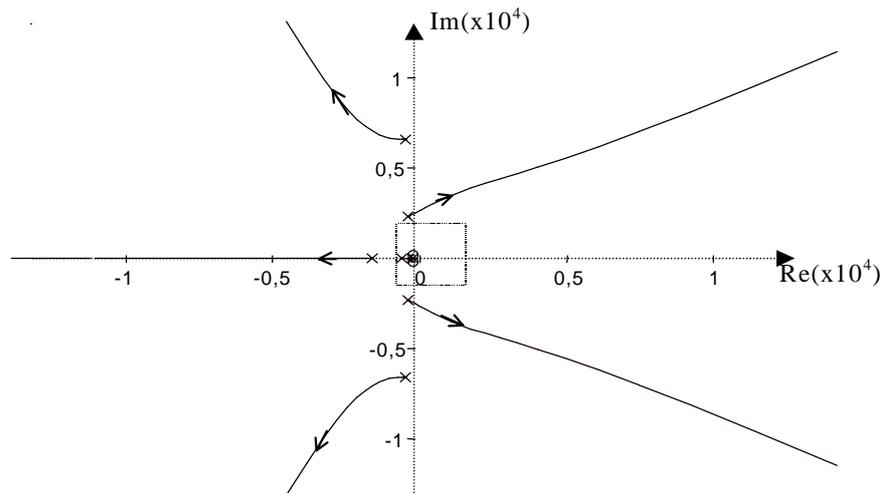


Figura 8 - Lugar das raízes da tabela 1

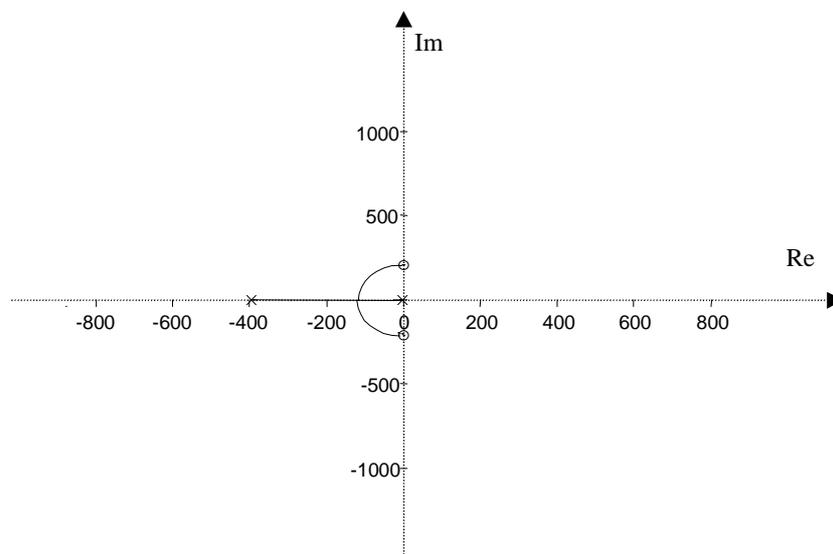


Figura 9 - Ampliação da parte tracejada da figura anterior

6. CONCLUSÕES E PERSPECTIVAS

Neste trabalho apresentou-se, através do método do lugar das raízes, um estudo qualitativo do problema de controle de força em atuadores hidráulicos. No controle de força em atuadores, a presença de dois zeros complexos conjugados próximos ao eixo imaginário impõe uma dura restrição limitando a banda de passagem quando da utilização de controladores convencionais na malha fechada. Esta restrição independe do tipo de atuador. Com a introdução da dinâmica hidráulica, é acrescentado um pólo na origem (ou próximo dela) fazendo que a banda de passagem fique ainda menor e, além disso, podendo levar o sistema para a instabilidade. A inclusão da dinâmica da servoválvula acentua este problema. A introdução de um sensor de força acrescenta mais dois pólos complexos conjugados ao sistema. Dessa forma, o problema de controle de força em um atuador hidráulico apresenta dois pólos complexos conjugados sobre o eixo imaginário que tendem à instabilidade (similar ao problema de controle de posição nestes atuadores) acrescido de dois zeros complexos

conjugados sobre o (ou próximos do) eixo imaginário. Com esta análise ilustrou-se a complexidade do problema de rastreamento de trajetórias de força em atuadores hidráulicos.

Pesquisas futuras incluem o desenvolvimento em nível teórico, de simulação e de experimentação de algoritmos de controle para vencer estas restrições.

7. REFERÊNCIAS

- Alleyne, A. and Liu, R., 1999, “On the Limitations of Force Tracking Control for Hydraulic Servosystems”, ASME, Journal of Dynamic System Measurement and Control.
- Cunha, M.A.B., 1999, “Estratégias de Controle Aplicadas ao Controle de Robôs Manipuladores Acionados Hidraulicamente”, Exame de Qualificação de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina. , Florianópolis, Santa Catarina, Brasil, 90p.
- Eppinger, S.D. and W.P. Seering, 1992, “Understanding Bandwidth Limitations in Robot Force Control”, IEEE Conference on Robotics and Automation, Raleigh, USA, April, pp. 904-909.
- Heinrichs, B., Sepehri, N. and Thornton-Trump, A.B., 1997, “Position-Based Impedance Control of an Industrial Hydraulic Manipulator”, IEEE Control Systems, February, pp. 46-52.
- Laval, L, M’Sirdi, N.K. and Cadiou, J-C, 1996, “ H_{∞} - Force Control of a Hydraulic Servo-Actuator with Environmental Uncertainties”, Proceedings of IEEE International Conference on Robotics & Automation, Minneapolis, Minnesota, April, pp.15661571.
- Niksefat, N. and Sepehri, N., 1999, “Robust Force Controller Design for an Electro-Hydraulic Actuator Based on Nonlinear Model”, International Conference on Robotics & Automation, Detroit, Michigan, May, pp. 200-206.
- Silveira, C.A.B., 1998, “Contribuição ao Estudo e Projeto de Controladores de Força para Robôs Manipuladores”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Santa Catarina, Brasil, 193p.
- Watton, J., 1989, “Fluid Power Systems: modeling, simulation, analog and microcomputer control”, Prentice Hall.

TIME ALIASING INDUCED ERRORS IN DIGITAL DOUBLE INTEGRATION

JOSÉ GERALDO TELLES RIBEIRO

d4jose@epq.ime.eb.br

Military Institute of Engineering

Materials Science and Mechanical Engineering Department

CEP 22.2290-270 – Praça General Tibúrcio, 80 - Rio de Janeiro, RJ – Brasil

JAIME TUPIASSÚ PINHO DE CASTRO & JOSÉ LUIZ DE FRANÇA FREIRE

jtcastro@mec.puc-rio.br & jlfreire@mec.puc-rio.br

Catholic University of Rio de Janeiro

Mechanical Engineering Department

CEP 22.453-900 R. Marquês de São Vicente 225, Rio de Janeiro, Brasil

Abstract

Displacement measurements using the analog double integration of an accelerometer signal presents severe problems, as recently discussed by Ribeiro *et al.* (97). A digital technique introduced by Ribeiro *et al.* in 99, based on a high-pass FIR filter, can solve most of those problems, which are associated with the low frequency signal components, as confirmed by a series of displacement measurements with frequencies components between 1 and 10Hz in laboratory tests. The only important error of this new method occurs in the first seconds of the measurements due to a phenomenon called time aliasing. This paper discusses this error.

Keywords: Displacement Measurements, Accelerometer Signal Integration, Time Aliasing.

1. INTRODUCTION

The actual set of displacements of a huge structure is very important information in structural integrity studies, since displacements are proportional to the elastic stresses. Therefore, if the time history of the displacement is correctly measured, it can be used to determine the peaks and valleys of the loading and the correspondent accumulated damage. However, the direct measure of the displacements history is a difficult task, since all displacement transducers are differential, i.e., require a fixed reference to work properly.

In the other hand, accelerometers are inertial, and can properly work without a fixed reference. However, the accelerometer signal must be double integrated in order to measure displacements. Many commercial charge amplifiers have an analog double integrator amplifier, but they present so many significant problems that in most cases the errors induced by the integration can spoil the experimental results, as shown in Ribeiro *et al.* (1997).

Digital techniques can solve most of those problems, since the digital integration can be easily made after sampling the acceleration signal and do not introduce errors due to the non-linear phase response of the analog double integrator. The problem of this type of integration is due to the signal low frequency components, which introduce a time-increasing error in the displacement signal, known as drift or zero shift. A low pass FIR filter can be used to remove

this error. This process is shown in Ribeiro *et al.* (1999). This digital method solves the problem present in the analog double integration but introduces another one called time aliasing. This effect is cited in Brigham (1988) and is called end effect.

This effect is cited in Thornhill *et al.* (1983, pp. 227-231) as an error in the measurement of force using the measurement of accelerations and in Thornhill *et al.* (1983, pp. 227-231) it is explained. In Smith *et al.* (1996) the duality of aliasing and leakage is shown.

The purpose of this paper is to study this error, and to show its effect on the accuracy of the digital double integration process.

2. THE INSTRUMENTATION SYSTEM

The analog instrumentation system used to measure displacements was a piezoelectric accelerometer model 4371 and a charge pre-amplifier model 2635, both manufactured by Bruel and Kjaer (B&K). This system has the advantages of being precise, compact, and relatively easy to use. Besides, it has a tradition of good service in general-purpose vibration measurements. Figure 1 shows the block diagram of this system.

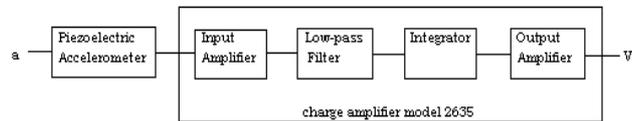


Figure 1. Diagram block of charge amplifier.

However, as discussed in the papers already mentioned above, the use of this system integrator block is not a good choice to measure displacements. Therefore, a laptop with an A/D card has been added to the system, with the purpose of sampling the acceleration signal and executes the necessary mathematical tasks to obtain the displacement signal.

3. THE INTEGRATION METHOD

Figure 2 can be used to obtain the recursive equation that relates the $F(t)$, the integral of the function $f(t)$, by the trapezoidal rule. The Z-transform of this equation, which can be easily implemented in MATLAB or in most mathematical software, is given by (Ribeiro *et al.*, 99)

$$F(z) = \frac{\Delta t}{2} \frac{z^{-1} + 1}{z^{-1} - 1} f(z) \quad (1)$$

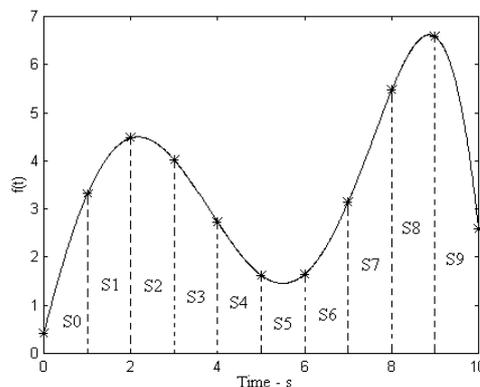


Figure 2. Representation of the trapezoidal rule to make integration of the function $f(t)$.

The problem of this integration is the low frequency error it introduces. Figure 3 shows the double integration of a simple 5Hz sinusoidal acceleration signal. The internal algorithm available in the Spectrum Analyzer HP model 35670A realized this integration.

An increasing error due to the zero shift can be seen. This error is always present in this type of numerical double integration and to reduce it, it is necessary to remove the low frequency components of the signal.

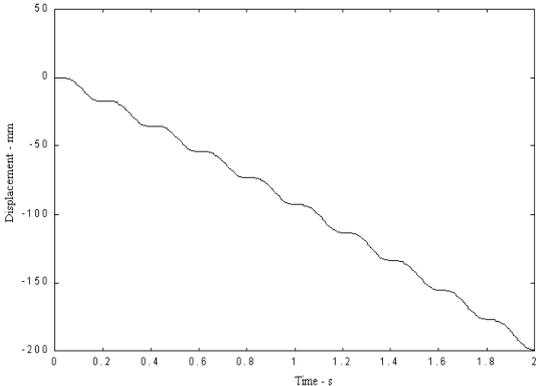


Figure 3. The double integration of a periodic acceleration signal measured using the HP 3570A algorithm.

Figure 4 shows the low pass filter proposed to remove this effect. This filter has a sampling rate of 512Hz and 8192 points. The cut-off frequency is at about 0.9Hz.

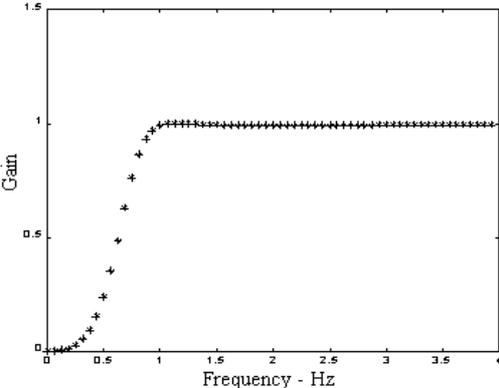


Figure 4. Frequency response of the FIR filter proposed.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

Figure 5 shows the measurement of a relatively complex displacement signal using this digital technique. In full line is the accelerometer signal double integration and in dotted line is the signal from an LVDT used as a reference for comparison.

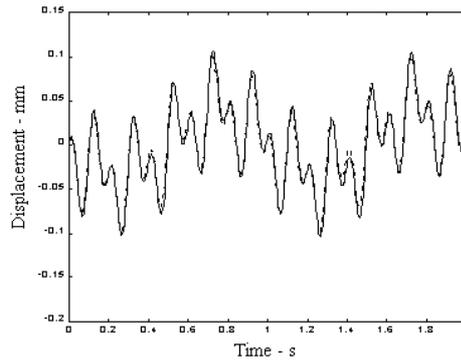


Figure 5. Displacement measured using the digital double integration, signal from LVDT in dotted line and signal from acceleration signal in full line.

However, depending on the frequency components of the acceleration signal, the digital integration can distort the resulting displacement measurement by an error called time aliasing, as shown in Figure 6.

In frequency domain, the frequency aliasing is the effect of frequencies of higher values is summed to lower frequencies values due to low sample rate. Similarly, in time domain the time aliasing is the effect of future values of the signal is summed to past values, causing distortions like the one shown in Figure 6.

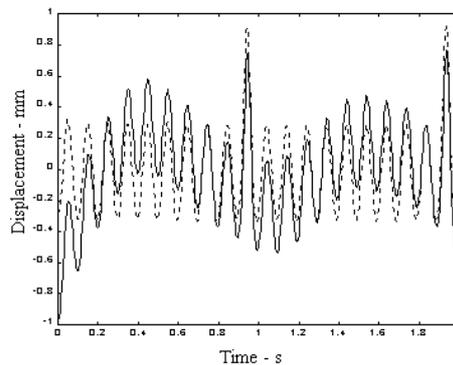


Figure 6. Time aliasing occurring during displacement measurement, signal from LVDT in dotted line and signal from acceleration signal in full line.

This signal was used since it is a good example of error induced by time aliasing. The peaks have the effect of inducing more frequency components, especially low frequency components. The presence of these low frequency components makes the signal be distorted when it is filtered.

5. THE PROBLEM OF TIME ALIASING

The FIR filter used introduces this error. To better understand this problem, Figure 7 shows the filtering of a rectangular signal with a fundamental frequency of 2.0156Hz. This filtering process is a simulation; in full line is the signal being filtered and in dotted line is the filtered signal. The error introduced by the filtering is evident. Since the signal has no frequencies below 2Hz, the filtering would not introduce any modification in the signal,

however the time aliasing is present. Figure 8 shows the time response of the filter in full line and the difference between the curves shown in Figure 7, that is the error introduced, in dotted line. The similarity between the curves can be seen.

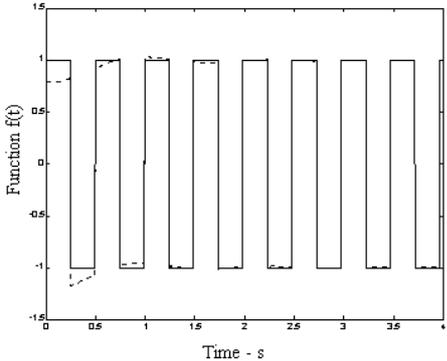


Figure 7. Filtering of a rectangular signal using the FIR filter with a 0.9Hz cut-off frequency, original signal in full line and filtered signal in dotted line.

The error was induced this time since the frequency of the signal is such that its power spectrum has leakage. This leakage induces low frequency components that are distorted when the signal is filtered, as shown in the example of Figure 6.

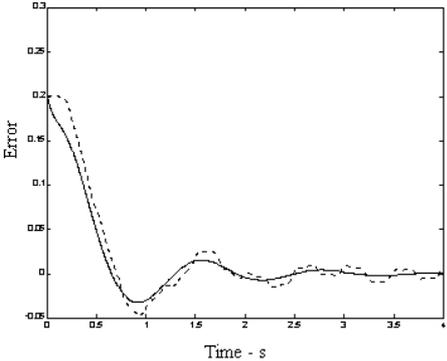


Figure 8. Time aliasing error compared to the time response of the FIR filter, time response of the filter in full line and error introduced in dotted line.

This interesting result, the similarity between the curves, is not a coincidence and deserves more study, since it introduces an error in the displacement measured during its first seconds.

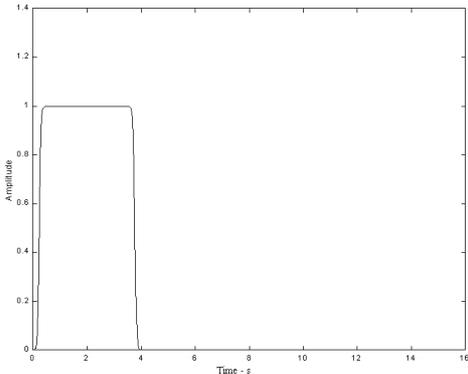


Figure 9. Window used to truncate the signal in time domain.

This error can be reduced by the truncation of the signal in the time domain by the window shown in Figure 9. This window nulls the signal in its first 128 points. Figure 10 shows the measurement of the same signal shown in Figure 6 using this truncation.

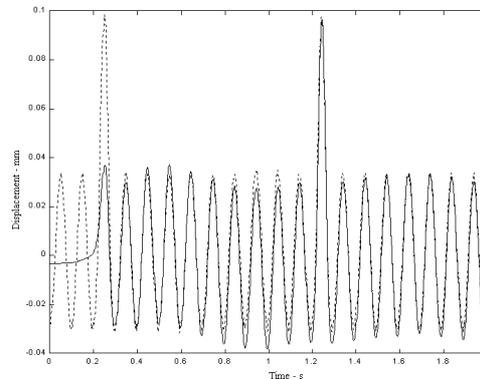


Figure 10. Measurement of displacements with time truncation used to reduce the time aliasing, signal from LVDT in dotted line and signal from accelerometer in full line.

As can be seen, this truncation does not remove all the error, but certainly minimizes it.

6. CONCLUSIONS

Time aliasing is inherent to the process of filtering and cannot be avoided or predicted, but it can be minimized by the proposed window technique. However, to achieve optimum control of this type of error, it is very important to carefully study this phenomenon in order to better understand its behavior.

7. REFERENCES

- Brigham, E.O., 1988, "The Fast Fourier Transform and its applications", Prentice-Hall International Editions, New Jersey.
- Ribeiro, J.G.T., Castro, J.T.P., Freire, J.L.F., 1997, "Problems in analogue double integration to determine displacements from acceleration data", Proceedings of the 15th International Modal Analysis Conference, Orlando, FL, USA, pp. 930-934.
- Ribeiro, J.G.T., 1999, "Algoritmo para medir deslocamentos em grandes estruturas a partir de sinais acelerométricos", Doctoral Thesis, Catholic University of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brazil, 151p.
- Smith, C.C., Dahl, J. F., Thornhill, R.J., 1996, "The duality of leakage and aliasing and improved digital spectral analysis techniques", Journal of Dynamics, Measurements and Control, Vol. 105, pp. 232-237.
- Thornhill, R.J., Smith, C.C., 1983, "Impact force prediction using measured frequency response functions", Journal of Dynamics, Measurements and Control, Vol. 105, pp. 227-231.
- Thornill, R.J., Smith, C.C., 1983, "Time Aliasing: a digital data processing phenomenon", Journal of Dynamics, Measurements and Control, Vol. 105, pp. 232-237.

MODELING AND SIMULATION OF A POSITION CONTROL OF A MULTI-LINK FLEXIBLE STRUCTURE

Luiz Carlos Sandoval Góes

Roberto Garcia Negrão

Instituto Tecnológico de Aeronáutica - ITA-CTA

Divisão de Engenharia Mecânica-Aeronáutica - IEMP

12228-900 - São José dos Campos - SP, Brazil

E-Mail: goes@mec.ita.br, negrao@mec.ita.cta.br

Abstract

The objective of this work is to describe the positional control of an unconstrained multi-link flexible structure. The experimental apparatus was designed to be representative of a flexible space structure such as a satellite with multiple flexible appendages. In this work we describe the analytical modeling and the simulation of a position control using a Linear Quadratic Regulator.

Keywords : Flexible structures, Modal analysis, Identification, Control of structures.

1. INTRODUCTION

This paper presents the analytical modeling of a multibody flexible structure and the simulation of its position control using LQR design, with a reduced-order estimator. The experimental setup, show in the figure 1, was assembled at ITA Dynamics Laboratory with the aim to investigate the dynamics and the position control of flexible structures representative of aerospace structures such as a satellite with flexible appendages. The experimental setup is composed of two flexible aluminum beams coupled to a central rigid hub. The hub is mounted on a steel disc supported on a gas bearing table, in an attempt to minimize the static friction and to simulate the structure's slew motion in space conditions. The steel disc is linked to a brushless DC motor which gives the necessary excitation to the structure. The direct-drive torque actuation avoids the introduction of spurious non-linear effects such as dry friction and backlash in the gear transmission system.

The instrumentation and measurement subsystems consist of collocated and non-collocated sensors and their respective signal conditioning systems. An accelerometer is used to measure the vibrations of the beam tip. A full strain-gage bridge is used to measure the elastic deformation at a known position of the beam. The collocated sensors consist of a tachometer and a potentiometer both fixed to the motor axis. A schematic view of the experimental set up is shown in figure 1.



Figure 1- Experimental Setup

2. THE ANALYTICAL MODEL

The generalized Lagrangian approach is used to derive the analytical model of the unconstrained multi-link flexible structure. The unconstrained characteristic results from the natural motion without external influences, i.e., all the structure is allowed to vibrate and its solution involves both the inertia of the rigid and the flexible parts (Barbieri & Özgüner, 1988). In this study we assume that the elastic deformation of the beams are symmetric with respect to the hub, consequently it is necessary to model only the elastic displacement of one of the arms (Junkins and Kim, 1993). The position of a generic point on the beam is written on a local body fixed coordinate system, as shown in the figure 2.

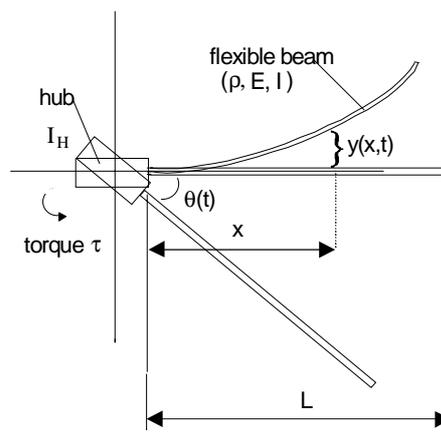


Figure 2. Coordinate system

The kinetic energy of the system is the sum of the kinetic energy of the hub, the arms and the tip mass, where the latter is considered as a boundary element.

$$\mathbf{T} = \mathbf{T}_{hub} + \mathbf{T}_{beam} + \mathbf{T}_{boundary} \quad (1)$$

with

$$T_{hub} = \frac{1}{2} I_{hub} \dot{\theta}^2 \quad (2)$$

$$T_{beam} = \int_0^L \rho \dot{\underline{R}}^2 dx \quad (3)$$

$$T_{boundary} = \frac{1}{2} m_t \dot{\underline{R}}^2(L) \quad (4)$$

I_{hub} is the hub inertia, ρ is the linear mass density of the beam, L is the appendages length and m_t is the mass of the accelerometer located at the tip of the beam, and \underline{R} is the position vector.

The elastic potential energy of the beam does not take into account the shear deformation and the rotary inertia of the beam, and is given by the following expression:

$$V = \int_0^L EI \left[\frac{\partial^2 y(x,t)}{\partial x^2} \right]^2 dx \quad (5)$$

The Lagrangian of the system, is written as the total kinetic energy minus the potential energy of the structures, $L = T - V$, while the non-conservative work done by the applied torque is given by:

$$\delta W_{nc} = \tau \delta \theta \quad (6)$$

From previous work, Góes et al. (1998) and Negrão (1998 and 1999), it follows that the equations of motion can be written in the following matrix equation, where it was considered only the first three modes of the distributed system:

$$\mathbf{M} \ddot{\mathbf{q}} + \mathbf{K} \mathbf{q} = \mathbf{F} \quad (7)$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} I_T & 0 & 0 & 0 \\ I_j & 1 & 0 & 0 \\ I_j & 0 & 1 & 0 \\ I_j & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{and} \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} 0 & & & \\ & 0 & & \\ 0 & \text{diag}[\omega_1^2 & \dots & \omega_3^2] & \\ & & & \end{bmatrix} \quad (8)$$

where:

$$I_T = I_{Hub} + I_{beam} + m_t l^2 \quad ; \quad I_j = \frac{-(I_{Hub} + I_{beam} + m_t l^2) \theta_j}{\left(\int_0^l \rho \phi_j^2 dx + m_t \phi_j^2(l) + I_{Hub} \theta_j^2 \right)} \quad ; \quad j=1,2,3 \quad (9)$$

$$\mathbf{q} = [\Theta \quad \eta_1 \quad \eta_2 \quad \eta_3]^T \quad ; \quad \mathbf{F} = [\tau_m \quad \phi_1'(0)\tau_m \quad \phi_2'(0)\tau_m \quad \phi_3'(0)\tau_m]^T \quad (10)$$

$$I_{beam} \equiv \int_0^L \rho x^2 dx \quad ; \quad \theta_i = -\frac{\rho \int_0^L (x) \phi_i(x) dx + m_t (L) \phi_i(L)}{I_{hub}} \quad ; \quad i,j=1,2,\dots \quad (11)$$

and $\phi_j(x)$ are the eigenfunctions of the hub-beam system.

Now it is simple to get the state-space representation of the system in the form:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A}\underline{x} + \underline{B}u \quad (12)$$

where the \underline{A} e \underline{B} matrices are:

$$\underline{A} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ \underline{M}^{-1}\underline{K} & 0 \end{bmatrix} ; \quad \underline{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \underline{M}^{-1}\underline{F} \end{bmatrix} \quad (13)$$

We define the observation matrix, \underline{C} , that describes the measured signals in terms of the state variables. This matrix is obtained from the model of the available sensors. The accelerometer is located at the free tip of the beam and its signal is conditioned by a pre-amplifier and a double integrator filter with a global coefficient of sensitivity given by G_a , expressed in [V/cm] units. Thus, one can write:

$$e_{ac} = Ga(L\theta + y(L, t)) \quad (14)$$

Rewriting the integrated accelerometer equation, as in (Negrão, 1998) it follows that:

$$e_{ac} = GaL \begin{bmatrix} \phi_1(L) & \phi_2(L) & \phi_3(L) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\theta(t) \quad \eta_1(t) \quad \eta_2(t) \quad \eta_3(t) \quad \dot{\theta}(t) \quad \dot{\eta}_1(t) \quad \dot{\eta}_2(t) \quad \dot{\eta}_3(t)]^T \quad (15)$$

The potentiometer provides a voltage proportional to the angular position of the hub, $e_p = G_p \theta(t)$. The full strain-gage bridge gives a signal proportional to the axial strain of the beam (ϵ_s), which can be related with the elastic deformation $y(x, t)$, at the point were it is located by following equation,

$$\epsilon_s|_x = \left[\frac{e}{2} \right] \left(\frac{\partial^2 y}{\partial x^2} \right) \Big|_x \quad (16)$$

where, e is the thickness of the beam. The strain-gage sensor output is rewritten as:

$$e_s = \left[\frac{e}{2} \right] \begin{bmatrix} 0 & \frac{d^2 \phi_1(x_1)}{dx^2} & \frac{d^2 \phi_2(x_1)}{dx^2} & \frac{d^2 \phi_3(x_1)}{dx^2} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\theta(t) \quad \eta_1(t) \quad \eta_2(t) \quad \eta_3(t) \quad \dot{\theta}(t) \quad \dot{\eta}_1(t) \quad \dot{\eta}_2(t) \quad \dot{\eta}_3(t)]^T \quad (17)$$

where, x_1 is the position where the sensor is located on the beam. The tachometer gives a signal proportional to the angular velocity of the hub, $e_t = \dot{\theta}(t)$, which combined with the other sensor equations, gives the observation vector, $\underline{y} = \underline{C} \cdot \underline{x}$, here

$$\underline{y} = [e_{ac} \quad e_p \quad e_s \quad e_t]^T \quad (18)$$

and,

$$\underline{C} = \begin{bmatrix} GaL & Ga\phi_1(L) & Ga\phi_2(L) & Ga\phi_3(L) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Gp & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{e}{2} \left[\frac{d^2 \phi_1(x_1)}{dx^2} \right] & \frac{e}{2} \left[\frac{d^2 \phi_2(x_1)}{dx^2} \right] & \frac{e}{2} \left[\frac{d^2 \phi_3(x_1)}{dx^2} \right] & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (19)$$

3. THE ANALYTICAL TRANSFER FUNCTIONS

To obtain the analytical transfer functions, for the unconstrained multi-link flexible system, we used the physical parameters listed in table 1,.

Table 1. Model parameter of the unconstrained flexible beams

Aluminum density	ρ	$2.7950 \cdot 10^3$	kg/m^3
Aluminum Young's modulus	E	$6.8900 \cdot 10^{10}$	N/m^2
Beams width	E_b	$4.1200 \cdot 10^{-3}$	m
Beams height	H_b	$8.0780 \cdot 10^{-2}$	m
Beams length	L	$9.7150 \cdot 10^{-1}$	m
Beams cross-section area	A	$3.3281 \cdot 10^{-4}$	m^2
Beams moment of inertia	I	$4.7070 \cdot 10^{-10}$	m^4
Beams mass moment of inertia	I_b	$2.8430 \cdot 10^{-1}$	kg m^2
Hub mass moment of inertia	I_{hub}	$7.6749 \cdot 10^{-1}$	kg m^2
Hub radius	r	$9.0000 \cdot 10^{-2}$	m

Applying the Laplace transform into eq. (12), assuming zero initial conditions, and using the model parameters listed in table 1, we can obtain the analytical transfer functions for each one of the sensors in the form bellow.

$$\underline{Y}(s) = \underline{C} \cdot (s\underline{I} - \underline{A})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot U(s) \quad (20)$$

4. POSITION CONTROL

Position control of mechanical systems with structural flexibility has been an important research topic in recent years. Here, we show the simulation results of a position control using the LQR design. Considering that the system is described by:

$$\begin{aligned} \dot{\underline{x}} &= \underline{A}\underline{x} + \underline{B}u \\ y &= \underline{C}\underline{x} \end{aligned} \quad (21)$$

together with a functional,

$$J = \frac{1}{2} \int_0^T (\underline{x}' \underline{Q} \underline{x} + \underline{u}' \underline{R} \underline{u}) dt$$

the solution of the LQR problem is to minimize, J , with respect to the control input, $u(t)$, where J represents the weighted sum of energy of the state and control; and Q and R represent their respective weights on the different states and control channels. The problem is solved by an algebraic Riccati equation :

$$\underline{A}'\underline{P} + \underline{P}\underline{A} + \underline{Q} - \underline{P}\underline{B}\underline{R}^{-1}\underline{B}'\underline{P} = 0 \quad (22)$$

and, the optimal control law is given by:

$$\underline{u} = -\underline{k}\underline{x}, \quad (23)$$

where, $\underline{k} = \underline{R}^{-1}\underline{B}'\underline{P}$ (24)

The implementation of the state feedback law requires that the state vector, \underline{x} , is available for measurement and feedback, which is not the case here. In this case a reduced-order observer was used to estimate the modal coordinates of the system. As given in Chen(1984), the reduced-order observer is:

$$\begin{aligned}\dot{w} &= Fw + Hy + Gu \\ \hat{x} &= Mw + Ny\end{aligned}\tag{25}$$

where,

$$F = A_{22} - LA_{12}; \quad H = FL + A_{21} - LA_{11}; \quad G = B_2 - LB_1; \quad N = P + ML;\tag{26}$$

and,

L is the observer gain;

$$\left[\begin{array}{c|c} A_{11} & A_{12} \\ \hline A_{21} & A_{22} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} CAP & CAM \\ TAP & TAM \end{array} \right];\tag{27}$$

N, M, P, T are matrices transformations with properties as defined in Chen(1984);

The control law with an external reference, r , is then written as:

$$u = -k\hat{x} + r;\tag{28}$$

The closed loop transfer function can be obtained directly by combining the closed loop system and observer equations using the external reference

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{w} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - BkNC & -BkM \\ HC - GkNC & F - GkM \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ w \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ G \end{bmatrix} r;\tag{29}$$

The scheme of the LQR design using a reduced-order observer is shown in figure 3.

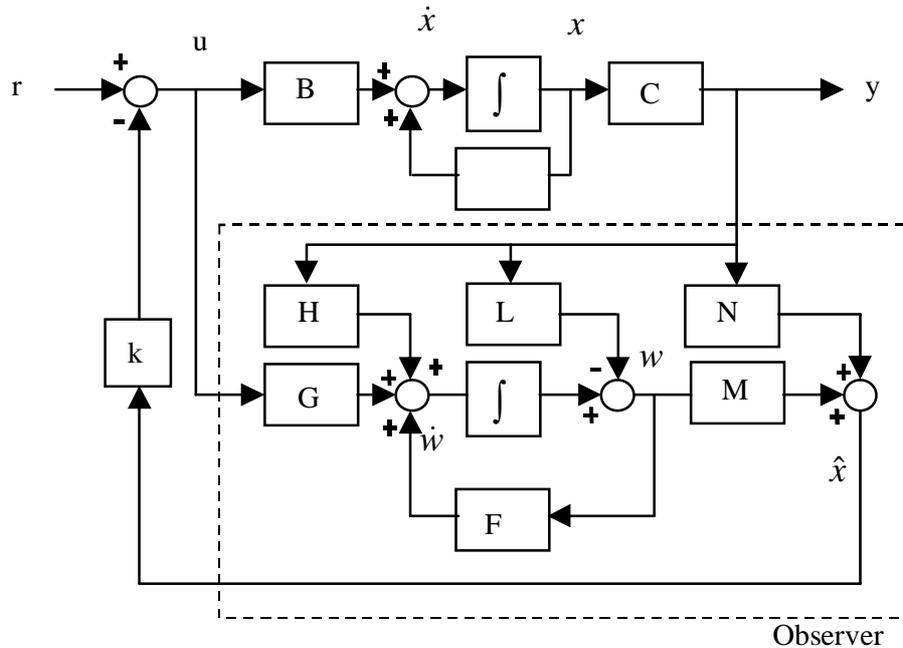


Figure 3. LQR Control Scheme

The eigenvalues of the estimator are chosen arbitrarily, and table 2 shows the chosen numerical eigenvalues. The gain L is determined such that the eigenvalues of, $A_{22} - LA_{12}$, are the eigenvalues of the estimator.

Table 2. Eigenvalues of the estimator

-14.7575 + 9.8400i
-14.7575 - 9.8400i
-6.3481 + 4.6586i
-6.3481 - 4.6586i

Using a unit step reference signal, the results of the position control using LQR design with reduced-order observer are illustrated in figure 4 to figure7:

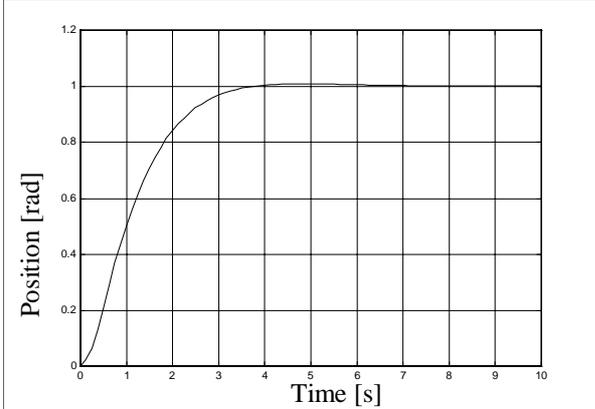


Figure 4. Angular position for a step reference

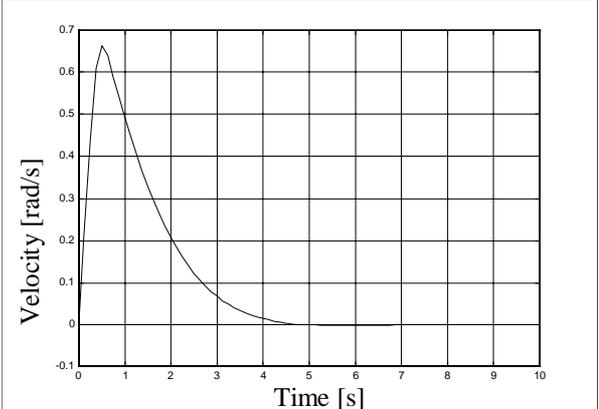


Figure 5. Angular velocity for a step reference

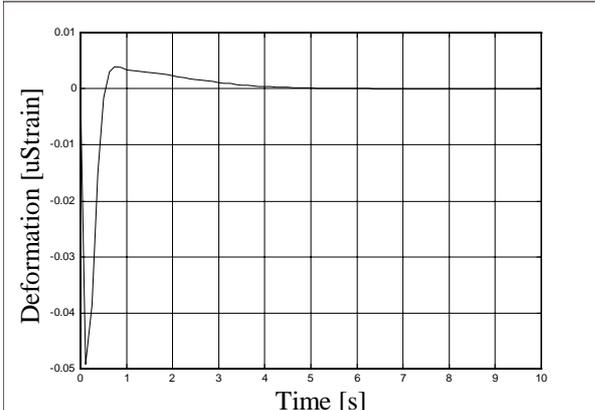


Figure 6. Transversal deformation for a step reference

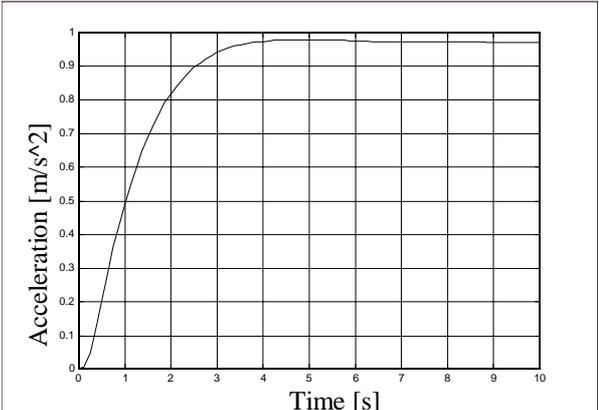


Figure 7. Tip acceleration for a step reference

As one can see in the Figures (4) to (7), the position control is efficient. The final position was reached in 5 seconds. This was the best performance that could be achieved without excitation of the higher vibration modes of the beam. This work is still in progress, and we are implementing an experimental set-up for real-time control, using as platform the program MATLAB/ SIMULINK. We also intend to implement other control strategies including the LQG/LTR, which due to the system inaccuracies, could be proven to be more robust to the unmodelled dynamics and sensor noise.

5. CONCLUSIONS

This paper reports preliminary results of computational simulation for the control of an experimental apparatus with multiple flexible bodies. The model was derived using the Lagrangian approach and its discretization with the Assumed Modes Method. The results of the position control using LQR design, with reduced-order observer, showed that the controller reached the target position in 5 seconds. This work is still in progress using the MATLAB/SIMULINK to implement the real time control. This preliminary result shows that, due to the system inaccuracies, a robust control synthesis like LQG/LTR should be more suitable to control this kind of dynamic system (Soares, Goes and Souza, 1996).

REFERENCES

- Barbieri, E. & Ösgüner, Ü. , 1988, Unconstrained and Constrained Mode Expansions for a Flexible Slewing Link, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, 110, 4, 416-421.
- Chen, Chi-Tsong, 1984, *Linear System Theory and Design*, CBS College Publishing, USA.
- Góes, L. C. S., Negrão, R. G., Rios Neto, W., 1998. Modeling and Control of Multibody System with Flexible Appendages., eds Balthazar, J. M., Gonçalves, P. B. and Clayssen, J. (Editors), *Nonlinear Dynamics, Chaos, Control and Their Applications to Engineering Sciences. Vol 2: Vibrations with Measurements and Control*, published by Brazilian Society of Mechanical Sciences - ABCM, Brazilian Society of Computational and Applied Mathematics - SBMAC and Society for Industrial and Applied Mathematics - SIAM, pp. 75-91.
- Inman, D. J., 1989, *Vibration With Control, Measurement, and Stability*, Prentice-Hall International Inc., USA.
- Junkins, J. L. and Kim, Y., 1993, *Introduction to Dynamics and Control of Flexible Structures*, AIAA Educational Series, USA.
- Negrão, R. G., 1998, *Dinâmica e Controle de Um Sistema Mecânico com Apêndices Flexíveis*, Master Thesis, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos, Brazil.
- Negrão, R. G., Góes, L. C. S., Soares, A. M. S. , 1999, *Dynamic and Control of Multibody System with Flexible Appendages*, 15th Brazilian Congress of Mechanical Engineering (COBEM99), Águas de Lindóia-SP, Brazil.
- Soares, A. M. S. & Souza, L. C. G. & Goes, L. C. S., 1996, *Modal Analysis of a Multibody System with Flexible Appendages*, proceedings of the Second International Conference on non-linear dynamics, chaos, control and their applications in engineering sciences (ICONE 96), São Pedro, SP, Brazil.

TORQUÍMETRO PARA MOTORES ULTRA-SÔNICOS

Nazem Nascimento

Erik Gerst

Adolfo Gomes Marto *

Universidade Estadual Paulista “Júlio de Mesquita Filho”

Faculdade de Engenharia de Guaratinguetá

Universidade Estadual de Campinas UNICAMP *

Faculdade de Engenharia Mecânica

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um torquímetro para medir torques pequenos de motores com pouca potência e velocidade pequenas, como de motores ultra-sônicos. São apresentados vários tipos de torquímetros, descrevendo suas vantagens e desvantagens, e com mais detalhes o torquímetro desenvolvido. Esse torquímetro é composto por um suporte apoiado através de dois pares de molas cruzadas. Extensômetros são colocados na superfície de cada mola para medir as deformações por mola. O torque é calculado através da relação entre as deformações das molas.

Palavras-chave: torquímetro, medição, teste, motor ultra-sônico, extensômetros, molas cruzadas

1. INTRODUÇÃO

A miniaturização de equipamentos está cada vez mais intensa. Motores mais compactos e com características bem conhecidas são necessários. São pequenos motores que possibilitam o conforto no cotidiano, como os utilizados em equipamentos de acionamento remoto.

Os motores ultra-sônicos vêm sendo estudados como possíveis substitutos de motores eletromagnéticos convencionais, por exemplo. Esses motores têm uma construção simples, são compactos, produzem um torque alto em relação à massa que possuem, com uma velocidade reduzida e, além de tudo isso, são silenciosos. Vários tipos desse motor são apresentados por (Marto, 1997). Basicamente funcionam através de uma estrutura vibrando com frequências acima da audível em contato com outra estrutura, geralmente estator e rotor respectivamente. Os deslocamentos elípticos gerados pela vibração e as forças de atrito no contato movimentam o rotor, fazendo o motor funcionar.

Para medir as características desses motores, ou de outro com pequenas dimensões, é necessário um torquímetro capaz de medir desde pequenos torques e velocidades. Os torquímetros apresentados neste trabalho foram discutidos em detalhes por (Gerst, 1997). Aqui são abordados princípios de funcionamento, vantagens e desvantagens dos seguintes torquímetro: Torquímetro por emissão e recepção de laser, Torquímetro por intensidade luminosa, Torquímetro por “Transformador Diferencial de Variável Linear”, Torquímetro por extensômetros, Torquímetro por feixe de molas cruzadas. Para medir o torque de motores ultra-sônicos foi projetado um torquímetro por feixe de molas, cujos dimensionamentos, também, são apresentados.

2. PRINCÍPIOS DE MEDIÇÃO

Torquímetro por emissão e recepção de laser

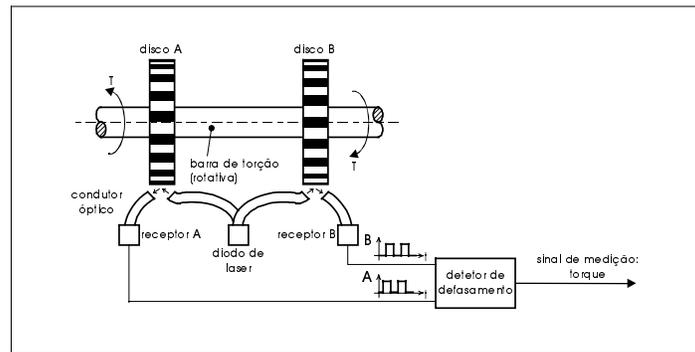


Figura 1: Torquímetro por emissão e recepção de laser

Esse torquímetro é composto por dois discos presos ao eixo, um diodo, dois receptores de raio laser e um detector de defasamento, como apresentado na figura 1. A superfície cilíndrica de cada disco é segmentada alternadamente pelas cores branco e preto. Um diodo de raio laser emite a luz contra os segmentos desenhados no cilindro. Quando o eixo está girando, cada receptor percebe a reflexão da luz incidente nos cilindros em pulsos e gera um sinal elétrico com a mesma frequência dos pulsos. Um detector de defasamento indica a diferença de fase existente entre os dois sinais elétricos.

Se não houver torque entre os discos, os sinais estarão em fase. Havendo torque, existirá uma diferença de fase proporcional à intensidade do torque.

A construção desse torquímetro exige poucos componentes e é simples. Ocupam pouco espaço. Com esse instrumento é possível medir torques e velocidade angulares sem a interferência de forças de contato. Porém não é possível a medir o torque com o motor travado. O tamanho da defasagem depende da velocidade angular.

Torquímetro por intensidade luminosa

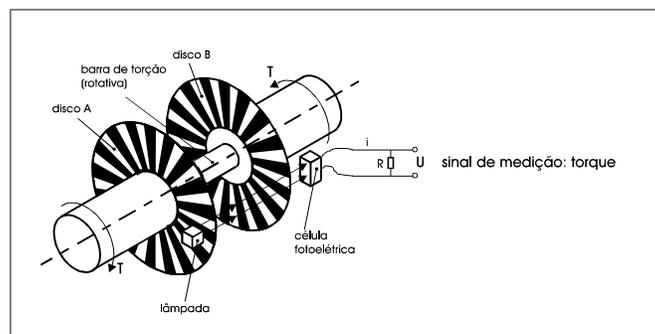


Figura 2: Torquímetro por intensidade luminosa

Dois discos transparentes segmentados radialmente em conjunto com um diodo luminoso, uma célula fotoelétrica e um medidor de voltagem compõe esse torquímetro, como mostra a figura 2. Quando o eixo gira, uma parcela da luz emitida pelo diodo é sentida pela célula fotoelétrica.

A intensidade luminosa percebida pela célula fotoelétrica é de 50% quando não há torque. Na presença de torque, a intensidade luminosa varia, devido ao movimento relativo entre os discos. A intensidade luminosa varia para mais ou menos dependendo do sentido do torque. A célula fotoelétrica transforma a intensidade luminosa num sinal elétrico com a

voltagem proporcional à intensidade de luminosidade. Com um medidor de voltagem é possível medir o torque associado à variação da luminosidade.

Trata-se de um instrumento compacto, simples e de baixo preço. No entanto, possui alta sensibilidade, pois a célula fotoelétrica registra diretamente, de forma proporcional, a intensidade do torque sem a necessidade de contato. Não depende da velocidade angular. A limitação deste torquímetro é quando o eixo está travado, pois esse não responde.

Torquímetro por “Transformador Diferencial de Variável Linear”

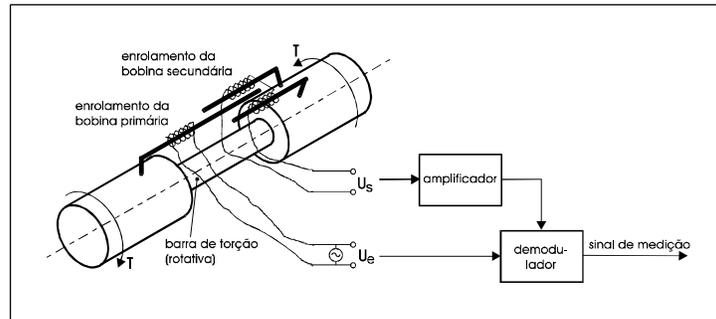


Figura 3: Torquímetro por transformador diferencial de variável linear

Esse torquímetro utiliza um princípio eletromagnético conhecido como transformador diferencial de variável linear, em inglês: *Linear Variable Differential Transformers*, ou abreviado por *LVDT*. A figura 3 apresenta uma bobina primária e duas secundárias enroladas em hastes metálicas fixas ao eixo. A haste da bobina primária está equidistante entre as hastes das secundárias.

Aplicando-se um torque, a bobina primária ficará mais próxima de uma das bobinas secundárias. Desta forma, uma bobina secundária transformará a tensão num sinal maior ou menor do que o sinal transformado pela outra bobina secundária. A diferença de voltagem entre os dois sinais é proporcional ao torque aplicado ao eixo.

Apesar de ser um instrumento de alta sensibilidade, é muito complexa a montagem eletrônica e magnética. Não permitem medir o torque quando há velocidade angular

Torquímetro por extensômetros

O recurso utilizado para medir torque nesse instrumento é a extensometria. Quatro extensômetros são colados ao eixo, como apresentado na figura 4. Para permitir a medição quando o eixo gira à uma velocidade angular, os sinais são coletados por um mecanismo de escovas. Os extensômetros formam uma ponte de resistências elétricas equilibrada, ou ponte de *Wheatstone*. Os sinais são amplificados e filtrados.

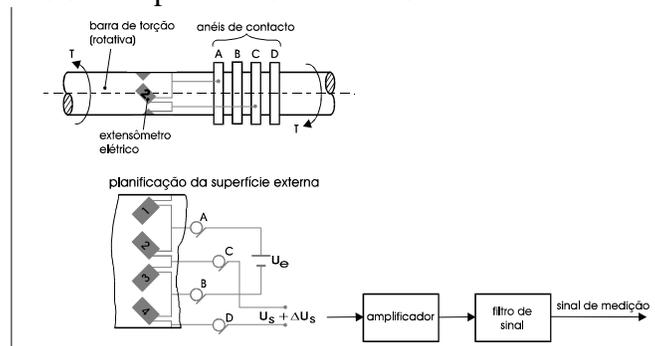


Figura 4: Torquímetro por extensômetros elétricos

Quando o eixo está submetido a algum torque ocorre deformações ao longo do eixo. As deformações causam variações proporcionais das resistências elétricas nos extensômetros. Essas variações de resistências desequilibram a ponte de Wheatstone. A diferença de potencial provocada pelo equilíbrio é proporcional ao torque.

A resposta desse instrumento é rápida. A medição do torque independe da direção de rotação e da velocidade angular. Porém o mecanismo de escovas interfere na medição final. Um amplificador de corrente contínua é necessário para aumentar o sinal de medição e para torques pequenos é muito difícil filtrar o sinal do ruído.

Torquímetro por feixe de molas cruzadas

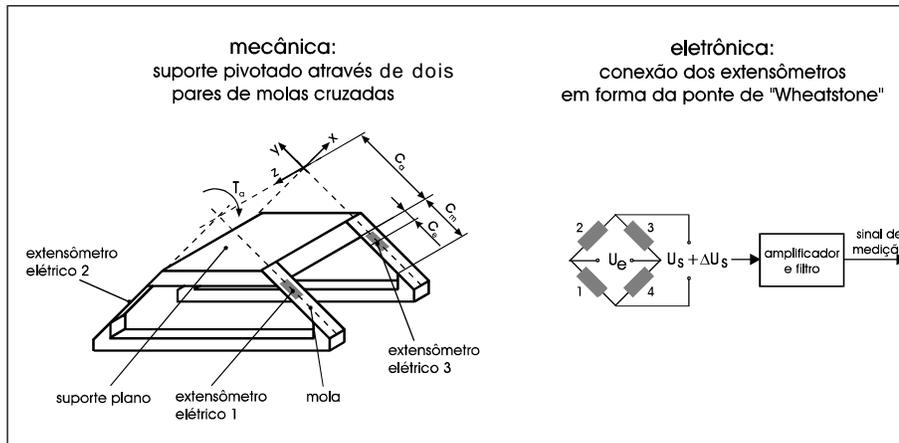


Figura 5: Torquímetro por feixe de molas cruzadas

Nesse torquímetro, um suporte é apoiado por um conjunto de 4 molas, como apresentado na figura 5. A linha de simetria do suporte passa pelas intersecções dos prolongamentos das linhas de ação das molas. Em cada mola é colado um extensômetro. Os extensômetros são ligados em forma de ponte de Wheatstone equilibrada.

Quando um eixo apoiado por esse suporte é submetido a um torque, as molas fletem de formas diferentes. A deformação provocada por cada mola varia a resistência elétrica dos extensômetros. O desequilíbrio provocado na ponte de Wheatstone gera uma voltagem proporcional ao torque.

Esse instrumento responde de forma rápida. A medição é proporcional à tensão produzida nas molas e independe da velocidade angular do eixo. Não existe influência do contato nas medidas. O sinal é muito pequeno e necessita de um amplificador de corrente contínua. Quando o torque é muito pequeno é muito difícil filtrar o sinal das perturbações externas.

3. TORQUÍMETRO PARA O MOTOR ULTRA-SÔNICO

Motor ultra-sônico produz torque com o eixo travado. Seu desempenho depende da velocidade angular, que é pequena. São motores compactos, assim o instrumento de medição, deve ser compacto ou externo ao motor. Dessa forma, escolheu-se o torquímetro por feixe de molas.

Para que o instrumento tenha uma boa sensibilidade é necessário dimensionar as molas de apoio do suporte.

Dimensionamento das molas

As molas utilizadas no Torquímetro por Feixe de Molas, TFM, são iguais. São molas planas de forma retangular. O instrumento tem que ter boa sensibilidade, pois a faixa de grandeza de torque que vai ser medida é pequena. Portanto é necessário obter uma relação entre o comprimento, c_m , a largura, b , e a espessura, h , da mola em função do tipo de solitação que vão ter.

Tomando como objetivo obter o comprimento da mola, c_m , em função de suas outras dimensões, b e h . A tabela 1 apresenta as dimensões preliminares para calcular o comprimento da mola. Recorre-se a uma chapa de espessura, h , com as propriedades de elásticas conhecidas. Localiza-se as molas em relação ao eixo de simetria do motor, bem como a posição das molas. Especifica-se os extensômetros com a sensibilidade desejada e seus fatores de proporcionalidade. Limita-se o torque máximo por um torque que produz um ângulo de torção, β .

Tabela 1: Parâmetros para calcular o comprimento, c_m , da mola

material da mola	módulo de elasticidade do material	$E = 2,069 \cdot 10^{11} \text{ N/m}^2$
Dimensão inicial	espessura	$h = 0,53 \text{ mm}$
braço de alavanca do suporte		$c_a = 50 \text{ mm}$
distância de extremidade da mola ao centro do extensômetro		$c_e = 5 \text{ mm}$
quantidade das molas		$n = 4$
fator dos extensômetros		$k = 2,1$
relação das tensões da ponte de "Wheatstone"		$\Delta U_s/U_e = 0,002$
torque de carga		$T_a = 2 \text{ Nm}$
ângulo de torção máximo		$\beta = -0,5^\circ = -8,72 \cdot 10^{-3} \text{ rad}$

O lado esquerdo da figura 6 mostra a deformação de um par de molas cruzadas pela ação do torque de carga, T_a , no suporte plano, (A cor cinza marca a forma das molas quando $T_a=0$ Nm). O lado direito esquematiza as forças e os torques que são gerados quando o torque de carga é executado. Obs.: As forças, F_{vr} e F_{hr} são as forças de apoio.

Da condição de equilíbrio estático, obtém-se as equações 1, 2 e 3:

$$\sum T = 0 \Rightarrow -T_a + n \cdot T_b + n \cdot F_b \cdot c_a = 0 \quad (1)$$

$$\sum F_x = 0 \Rightarrow F_{hr} \cdot \sin 45^\circ + F_{vr} \cdot \cos 45^\circ + \frac{n}{2} \cdot F_b = 0 \quad (2)$$

$$\sum F_y = 0 \Rightarrow -F_{hr} \cdot \cos 45^\circ + F_{vr} \cdot \sin 45^\circ - \frac{n}{2} \cdot F_b = 0 \quad (3)$$

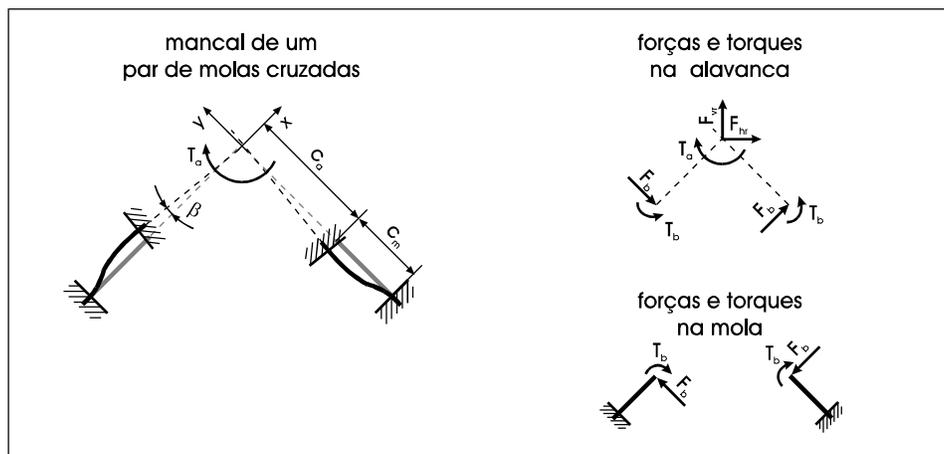


Figura 6: Forças e torques nas molas cruzadas

Para resolver este sistema de equações é necessário calcular a relação entre a força, F_b , e o torque, T_b , que causam flexão na mola. Isso é representado na figura 7.

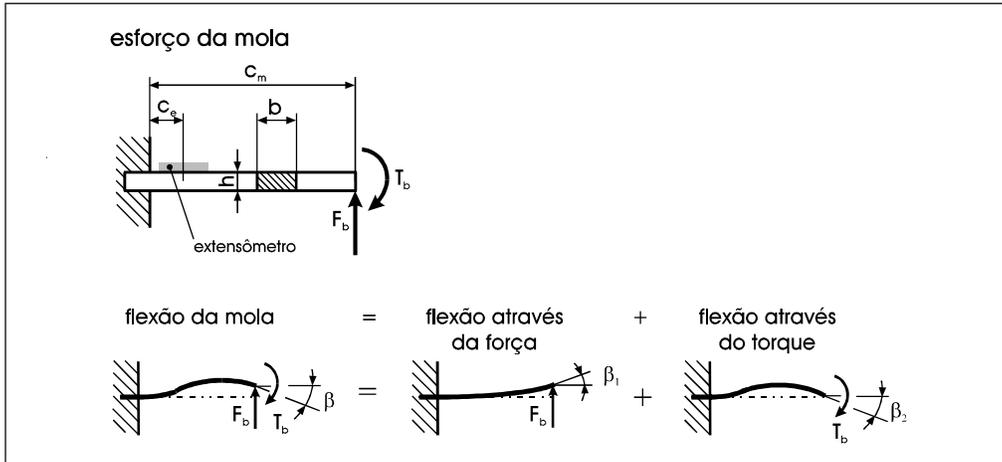


Figura 7: Flexão da mola

O momento, $T_{(z)}$, devido a força, F_b , é dado pela equação 4

$$T_{(z)} = F_b \cdot z \quad (4)$$

A equação 5, apresenta a deslocamento angular, β_1 , causada por essa força, sendo que o momento de inércia em relação a x , I_x , é expresso pela equação 6:

$$\beta_1 = \frac{1}{E \cdot I_x} \cdot \int_0^{c_m} F_b \cdot z \cdot dz = \frac{F_b \cdot c_m^2}{2 \cdot E \cdot I_x} \quad (5)$$

$$I_x = \frac{b \cdot h^3}{12} \quad (6)$$

O momento, $T_{(z)}$, causado pelo torque, T_b , apresentado pela equação 7, possui um deslocamento angular expresso pela equação 8:

$$T_{(z)} = -T_b \Rightarrow \frac{\partial T_{(z)}}{\partial T_b} = -1 \quad (7)$$

$$\beta_2 = \frac{1}{E \cdot I_x} \cdot \int_0^{c_m} (-T_b) \cdot \frac{\partial T_{(z)}}{\partial T_b} \cdot dz = \frac{T_b \cdot c_m}{E \cdot I_x} \quad (8)$$

A relação entre T_b e F_b é obtida através da adição dos ângulos de flexão, como apresentado na equação 9:

$$\beta = \beta_1 - \beta_2 \Rightarrow T_b = \frac{F_b \cdot c_m}{2} - \frac{E \cdot I_x}{c_m} \cdot \beta \quad (9)$$

A força, F_b , é calculada através da equação 9 e do sistema de equações 1, 2 e 3, resultando a expressão 10:

$$F_b = \frac{1}{n \cdot (c_m/2 + c_a)} \cdot (T_a + \frac{E \cdot I_x \cdot n}{c_m} \cdot \beta) \quad (10)$$

O comprimento da mola, c_m , é calculado através da relação entre a deformação e as tensões mecânica na mola, como também da relação entre a deformação e a diferença de potencial elétrica desejada no desequilíbrio da ponte de Wheatstone, expressas pela equação 11. A tensão mecânica em função do potencial elétrico é apresentada pela expressão 12

$$\sigma = \varepsilon \cdot E \quad \text{com} \quad \varepsilon = \frac{1}{k} \cdot \frac{\Delta U_s}{U_e} \quad (11)$$

$$\sigma = \frac{E}{k} \cdot \frac{\Delta U_s}{U_e} \quad (12)$$

Conhecendo a tensão devido ao momento de flexão, dada pela equação 13, a linha neutra da chapa expressa por 14, e o momento de flexão dado por 15

$$\sigma = \frac{T_f \cdot e}{I_x} \quad (13)$$

$$e = \frac{h}{2} \quad (14)$$

$$T_f = F_b (c_m - c_e) - T_b \quad (15)$$

obtem-se o comprimento da mola desejado expresso por 16

$$c_m = \frac{k b h^3}{2 b h^2 E \left(\frac{\Delta U_s}{U_e} \right)^n - 12 k T_a} \left[E n \beta - \frac{12 T_a c_e}{b h^3} - \frac{2 E \left(\frac{\Delta U_s}{U_e} \right)^n c_a}{k h} \right] \pm \sqrt{\left(\frac{2 E \left(\frac{\Delta U_s}{U_e} \right)^n c_a}{k h} + \frac{12 T_a c_m}{b h^3} - E n \beta \right)^2 - 4 E n \beta (c_e - c_a) \left(\frac{E \left(\frac{\Delta U_s}{U_e} \right)^n}{k h} - \frac{6 T_a}{b h^3} \right)} \quad (16)$$

4. RESULTADOS OBTIDOS

Dois tipos de molas foram calculados utilizando o mesmo material, porém com larguras diferentes. Os resultados são apresentados na tabela 2.

Tabela 2: Principais dimensões das molas

Tipo de mola	Largura [mm]	Comprimento [mm]
1	6,0	25,4
2	7,0	28,2

A curva de resposta teórica do torquímetro foi levantada a partir das equações 11 e 12. O torque esperado em função da diferença de potencial apresentada na ponte é expresso pela equação 17.

$$T = \left[\frac{2EI(8c_a + 4c_m)}{h k c_m U_e} \right] \Delta U_s \quad (17)$$

O torquímetro foi calibrado utilizando massas padrões presas em um braço equilibrado. Este braço foi construído exclusivamente para calibrar o torquímetro. Ele é acoplado ao torquímetro no mesmo lugar de fixação do motor ultra-sônico, de tal maneira a não acrescentar momento ao eixo de simetria. O braço é graduado para fornecer medida do torque padrão com maior precisão. A curva de calibração utilizando o grupo de molas com comprimento de 7 [mm] é apresentada pela figura 4

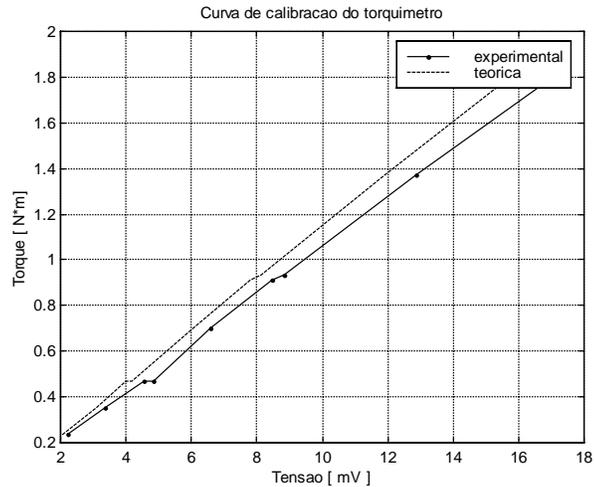


Figura 8: Curva de calibração do torquímetro para motor ultra-sônico

5. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou torquímetros para motores de baixa potência. Tendo em vista a curva característica de um motor ultra-sônico, optou-se pelo torquímetro por feixe de molas cruzadas. Este torquímetro é capaz de medir o comportamento do motor em diversas condições. Desde o motor inteiramente travado até totalmente livre.

Para a construção deste torquímetro, dimensionou-se as molas para atender a uma faixa de torque esperada pelo motor. A curva de calibração apresenta o comportamento do torquímetro dentro da faixa esperada. Ocorreu um erro proporcional ao fundo de escala de 5%. Este erro não compromete as medições.

6. BIBLIOGRAFIA

- Blutaumüller, Karlheinz: *Estudo da aplicação de dois Torquímetros ópticos para medições dinâmicas*, Instituto Tecnológico de Aeronáutica, São José dos Campos-SP, 1971
- Foskett, Roger; 1968: Torque Measuring Transducers, *Instruments & Control Systems* v. 41(11), p. 75-77
- Doebelin, E.; 1990 *Measurement Systems: Application and Design*, McGraw-Hill Publishing Company, 992 p.
- Figliola, R.; Beasley, D.; 1994 *Theory and Design for Mechanical Measurements*, Portland: John Wiley & Sons, 624 p..
- Gerst, E.; 1997 *Travelling-wave Ultrasonic Motor – Descrição do princípio de acionamento e projeto de uma bancada de teste* Guaratinguetá: Universidade Estadual de São Paulo UNESP (Trabalho de Graduação), 147p.
- Marto, A. G., 1997 *Motores ultra-sônicos: princípios de funcionamento e características* Guaratinguetá, (Dissertação de Mestrado) UNESP – Guaratinguetá. 145 p.
- Pahl, G.; Beitz, W.; 1993 *Konstruktionslehre: Methoden und Anwendung*, Springer-Verlag.
- Trylinski, W.; 1971 *Fine mechanisms and precision instruments*. Pergamon Press, Oxford, 525 p.

RFREQ: PROGRAMA PARA CALIBRAÇÃO DINÂMICA DE TRANSDUTORES DE PRESSÃO

Fernando Jorge Rodrigues Neves

Cristiano Viana Serra Villa

Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia, Departamento de Engenharia Mecânica, Campus Universitário Darcy Ribeiro, 70910-900 - Brasília, D.F., Brasil. E-mail: fernando@enm.unb.br

Resumo

A calibração dinâmica de transdutores de pressão apresenta muitos desafios para o metrologista. Um deles é o processamento adequado dos sinais adquiridos experimentalmente para que se possa estimar a Função de Resposta em Frequência -FRF- do transdutor sob calibração. Neste sentido, este trabalho apresenta uma descrição dos programas PreRF e RFreq. O RFreq permite obter uma estimativa da FRF do transdutor. É possível obter a estimativa para os dois tipos de calibração possíveis: calibração absoluta (quando não se usa um transdutor de referência) e a calibração comparativa (quando é usado um transdutor de referência). O RFreq é um programa de fácil uso e apresenta bons resultados. O PreRF é um programa de pré-processamento dos sinais obtidos experimentalmente, para que possam ser analisados pelo RFreq.

Palavras-chave: Calibração dinâmica, Resposta em Frequência, transdutores de pressão.

1. INTRODUÇÃO

A calibração dinâmica de transdutores de pressão é uma tarefa complexa. Da seleção de equipamentos à apresentação dos resultados, os desafios a serem vencidos são muitos e não existe consenso científico a respeito do assunto, e que fundamente uma norma. Da parte dos fabricantes, a única característica dinâmica dos transdutores fornecida é a frequência natural.

Considerando apenas os geradores de pressão não periódicos, a calibração dinâmica de transdutores de pressão em baixas frequências pode ser feita com o equipamento denominado de Dispositivo de Abertura Rápida - DAR (o DAR costuma ter uma frequência máxima de calibração de 200 Hz). Para altas frequências, o equipamento a ser utilizado na calibração é o Tubo de Choque. Com ele, a frequência máxima pode atingir 1 MHz.

Ao se usar o tubo de choque para a calibração dinâmica de um transdutor de pressão é usual admitir a hipótese de que o sinal que excita o transdutor pode ser adequadamente descrito por um degrau de Heaviside multiplicado por uma janela retangular de duração apropriada. O conhecimento que se tem atualmente do comportamento da dinâmica dos gases no tubo de choque (ou a sua modelagem numérica) não é o bastante para descrever de forma suficientemente precisa o sinal de pressão medido por um transdutor ideal quando atingido pela onda gerada no tubo de choque. Deve-se notar que, não sendo disponíveis padrões que permitam a calibração do comportamento metrológico do tubo de choque (nem, obviamente, um sensor de pressão com comportamento ideal), só o conhecimento teórico (ou obtido por simulação numérica) do

comportamento da pressão no dispositivo poderia fornecer o sinal de referência necessário para obtenção da Função de Resposta em Frequência - FRF. Sabe-se, no entanto, que a onda de choque aplica no transdutor uma variação de pressão extremamente rápida. Estes argumentos justificam a hipótese apresentada.

Esta modalidade de calibração, em que se supõe que o sinal de excitação do transdutor é um degrau de pressão teórico, é chamada de calibração absoluta (Damion, 1994). Neste tipo de calibração, surge um problema ao se fazer a estimativa da função de resposta em frequência do transdutor. Os sinais de excitação e de resposta não possuem Transformada de Fourier (no sentido da convergência da integral de Fourier). Assim, a razão entre os sinais de resposta e de excitação do transdutor no domínio da frequência não converge para a FRF (Função de Resposta em Frequência) do transdutor. Com isso, os métodos tradicionais para estimar a FRF, que são baseados na referida razão, não funcionam neste caso.

Outro método de calibração dinâmica é denominado de calibração comparativa (Damion, 1994). Ele é utilizado para calibração de transdutores de trabalho, com resposta dinâmica lenta, quando comparados com um transdutor “padrão de referência”. Nessa modalidade de calibração, o transdutor de referência é submetido ao mesmo sinal de pressão que o transdutor sob calibração. Neste caso, a estimativa da Função de Resposta em Frequência do transdutor pode ser feita através de uma razão entre espectros de potência obtidos a partir dos sinais de resposta dos dois transdutores.

O programa RFreq foi desenvolvido para estimar a FRF na calibração dinâmica de transdutores de pressão. O RFreq é adequado tanto para o método comparativo como para o absoluto, e calcula, além da função de resposta em frequência, a incerteza de medição segundo metodologia baseada na norma ISO TAG4/WG3 (1995). Para a calibração comparativa, calcula ainda seqüências de coerência, espectro de potência de ruído e razão sinal / ruído para os modelos apresentados por Villa (2000).

2. PRERF: PRÉ-PROCESSAMENTO DOS SINAIS

A figura 1 exemplifica uma montagem experimental para calibração dinâmica dos transdutores de pressão. O tubo de choque consiste em um tubo de seção transversal constante, constituído de uma câmara de alta pressão e de outra de baixa pressão separadas por um diafragma. Nesta câmara, são instalados dois transdutores de pressão, um de referência e um sob calibração. Os transdutores piezoelétricos estão ligados aos amplificadores de carga correspondentes, que por sua vez são conectados a um dispositivo de aquisição de dados, como um microcomputador equipado com uma placa de aquisição de sinais e o *software* adequado.

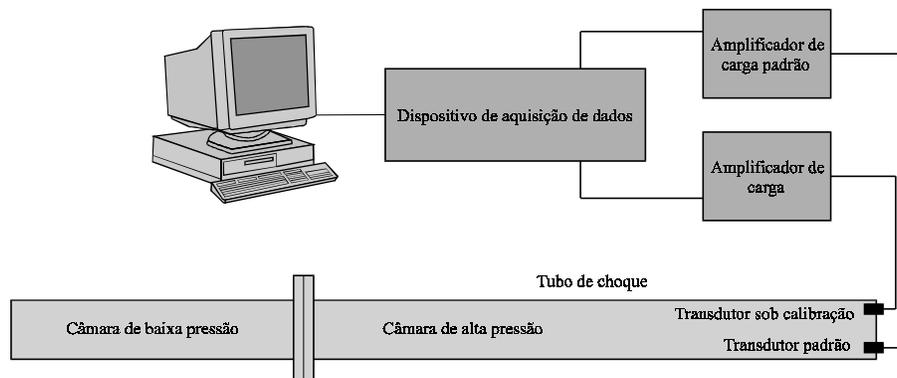


Figura 1. Exemplo de montagem experimental para calibração dinâmica de transdutores de pressão

Normalmente, um sinal de pressão adquirido tem a forma apresentada na figura 2. Nesta figura, a primeira região contém amostras adicionadas ao sinal pelo mecanismo de *buffer* e *triggering* do sistema de aquisição de dados. A segunda região contém as amostras que representam o sinal de pressão causado pela onda de choque entre os instantes da primeira e da segunda reflexão no fundo do tubo de choque. A terceira região representa as amostras do sinal de pressão após a segunda reflexão da onda de choque no fundo do tubo.

Na calibração absoluta, a região 1 deve ser eliminada. Assim, o sinal sofre uma translação de eixos de modo a ter sua primeira amostra significativa na origem dos eixos. Ao se proceder desta maneira, faz-se com que o instante inicial da análise seja o instante no qual o transdutor começa a detectar a variação de pressão, e que a pressão no tubo induzido antes da passagem da onda de choque seja nula. Esse procedimento se faz necessário por que a implementação dos métodos numéricos utilizados no RFreq supõe que o transdutor começa a ser excitado no instante zero da análise. Também é necessária a eliminação da região 3 para que o sinal resultante tenha a característica de um sinal de resposta de um sistema linear invariante no tempo (isto é, um sistema linear descrito por uma equação diferencial ordinária com coeficientes constantes) a um degrau de Heaviside.

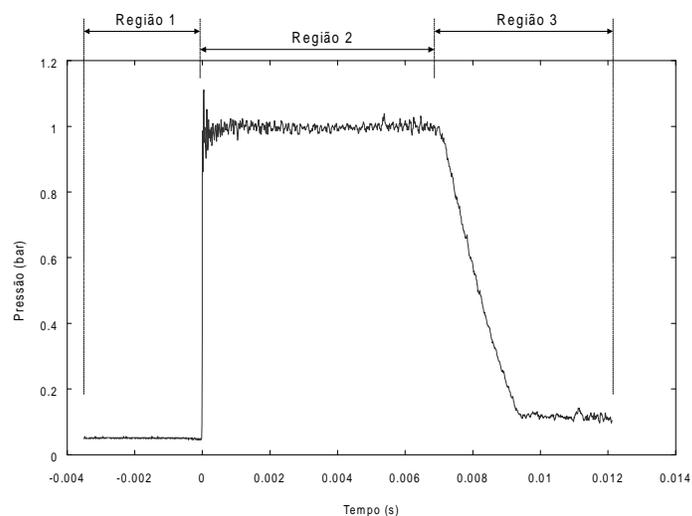


Figura 2. Sinal de pressão no fundo do tubo de choque dividido em três regiões

Na calibração comparativa, não existe a necessidade da eliminação das regiões 1 e 3. Tanto o sinal do transdutor sob calibração, quanto o do transdutor de referência, possuem estas regiões. Sua preservação melhora o procedimento de estimativa da Função de Resposta em Frequência. Com mais informação disponível, melhor a estimativa.

Com o objetivo de fazer as operações descritas nos parágrafos anteriores, foi elaborado o programa PreRF. Este programa foi inteiramente desenvolvido em *Delphi 3.0 Standard*, e sua tela principal é mostrada na figura 3 com as características funcionais mais importantes numeradas para posterior explicação.

Uma característica importante do PreRF é o Depósito de Sinais, que é uma estrutura de dados criada com a intenção de agrupar diversos sinais. Nesta condição, é mais fácil de se trabalhar computacionalmente quando se busca calcular o sinal médio e a sua incerteza, ao contrário do que ocorre quando se trabalha com vários arquivos separados.

A região 1 da figura 2, que representa as amostras originárias do *buffer* do sistema de aquisição de dados, é removida pela seleção adequada do “Ponto Inicial” (campo número 2 na figura 3). Esta seleção é feita atuando-se numa barra deslizante, e a movimentação desta barra faz

com que no gráfico “Sinal Original” (campo número 9 na figura 3) uma retícula vermelha se movimenta, indicando qual será a amostra inicial do sinal pré-processado. Acima da barra de rolagem do “Ponto Inicial”, são indicados o índice da amostra do sinal original (n), o valor do tempo ($t[n]$) e o valor da amostra ($y[n]$) correspondentes a esta índice. No campo número 3 da figura 3, chamada de “Ponto Final”, há a opção de se fazer a escolha da amostra final do sinal pré-processado. Esta escolha é indicada por uma retícula azul no gráfico “Sinal Original”, e os valores característicos da amostra são mostrados acima da barra de rolagem, tal como no “Ponto Inicial”.

Após a seleção das amostras inicial e final, tem-se o “Sinal Pré-Processado” (campo número 10 na figura 3). Este novo sinal é delimitado pelo “Ponto Inicial” e pelo “Ponto Final” selecionados no sinal original. Ele sofre uma translação de eixos de modo a ter sua primeira amostra na origem, e é mostrado no gráfico “Sinal Pré-Processado”. O quadro “Informações do Sinal” (campo número 4 na figura 3) apresenta estas informações, além do número de amostras do sinal pré-processado.

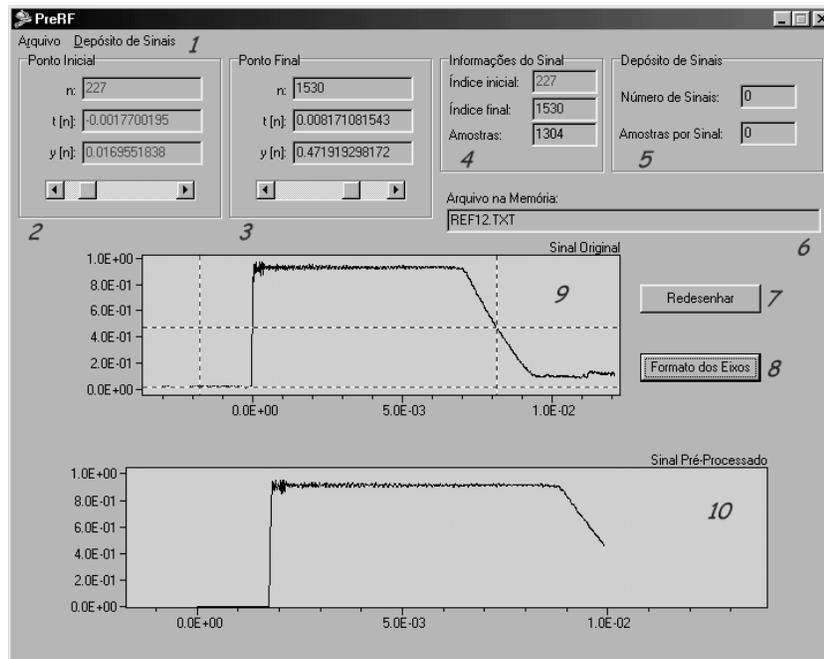


Figura 3. Tela principal do PreRF

As funcionalidades restantes do PreRF são explicadas mais detalhadamente no trabalho de Villa (2000).

3. APRESENTAÇÃO DO RFREQ

O programa RFreq tem como objetivo estimar a Função de Resposta em Frequência de um transdutor de pressão a partir de seus sinais de excitação e de resposta. Mesmo tendo esse objetivo, ele pode ser utilizado para estimar a Função de Resposta em Frequência de outros tipos de sensores.

O módulo principal do RFreq foi programado em *Delphi 3.0 Standard* e é responsável pela manipulação de arquivos de dados, interface com o usuário e gerenciamento dos módulos. Os demais módulos são escritos em Fortran 90 (*Digital Visual Fortran 6.1*) e são responsáveis pela

implementação dos métodos numéricos. Eles foram compilados como uma aplicação de console *Win32*, e otimizados para microprocessadores *Pentium Pro*.

O modelo dinâmico utilizado para a calibração é mostrado na figura 4, onde o sinal $s[n]$ representa a variação de pressão causada pela reflexão da onda de choque no fundo da câmara de baixa pressão do tubo de choque. O transdutor de referência tem FRF H_1 e resposta ao sinal $s[n]$ dada por $x[n]$. O transdutor sob calibração tem FRF H_2 e resposta a $s[n]$ dada por $y[n]$. Os sinais $n_1[n]$ e $n_2[n]$ são componentes de ruído. Assume-se que os sinais $x[n]$ e $y[n]$, que são adquiridos experimentalmente, são componentes de processos estocásticos discretos estacionários, e que as FRF dos transdutores são desconhecidas.

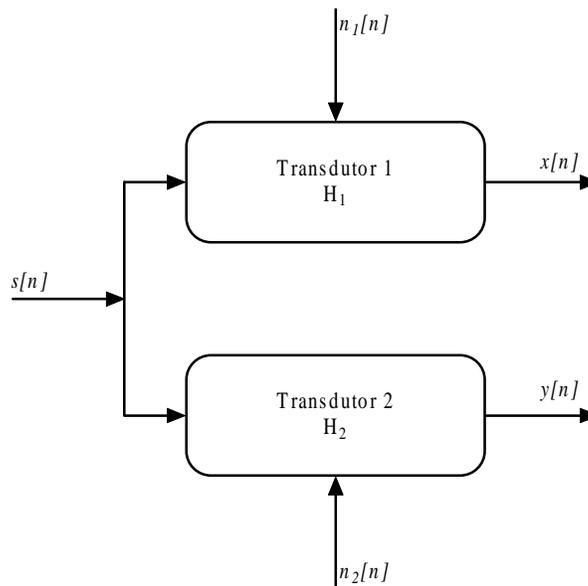


Figura 4. Modelo 1 entrada / 2 saídas utilizado no RFreq

A seleção do método numérico para a estimativa da FRF do transdutor sob calibração depende das equações governantes do modelo 1 entrada / 2 saídas, apresentadas por Villa (2000). No RFreq, os métodos numéricos para a calibração absoluta são o Método de Schechter e Wissler (Schechter & Wissler, 1959), Método da Derivação (Villa, 2000), Método de Laspe (Laspe, 1954) e Método da Decomposição em Sinc (Samulon, 1951). Estes métodos, denominados de métodos não convencionais, são apropriados para o cálculo da Função de Resposta em Frequência de um sistema linear invariante no tempo, a partir de sua resposta a um degrau de Heaviside. Para a calibração comparativa, são disponibilizados o Método de Wiener-Khintchine, o Método do Periodograma Modificado e o Método de Welch, apresentados por Proakis & Manolakis (1996). Nestes métodos, a partir do espectro de potência cruzado entre o sinal de resposta e o sinal de excitação de um sistema linear invariante no tempo e do espectro de potência do sinal de excitação, a FRF do sistema pode ser estimada. Estes métodos são chamados de métodos convencionais. No trabalho de Villa (2000), os métodos citados são explicados detalhadamente.

A tela principal do RFreq é mostrada na figura 4. Também aqui os campos foram numerados para permitir sua identificação. As partes mais destacadas da tela principal do RFreq são os canais 1 e 2. No canal 1, o usuário “carrega” o sinal que representa a excitação do transdutor de pressão. No canal 2, carrega-se o sinal de resposta do transdutor. No caso de uma calibração absoluta, o sinal do canal 1 é substituído por um degrau de Heaviside, sendo carregado pelo usuário no canal 2 o sinal pré-processado (ou um “Depósito de Sinais”) de resposta ao degrau de pressão.

Terminado este passo, o gráfico “Canal 1” mostrará um degrau de Heaviside multiplicado por uma janela retangular com o mesmo número de amostras existentes no canal 2.

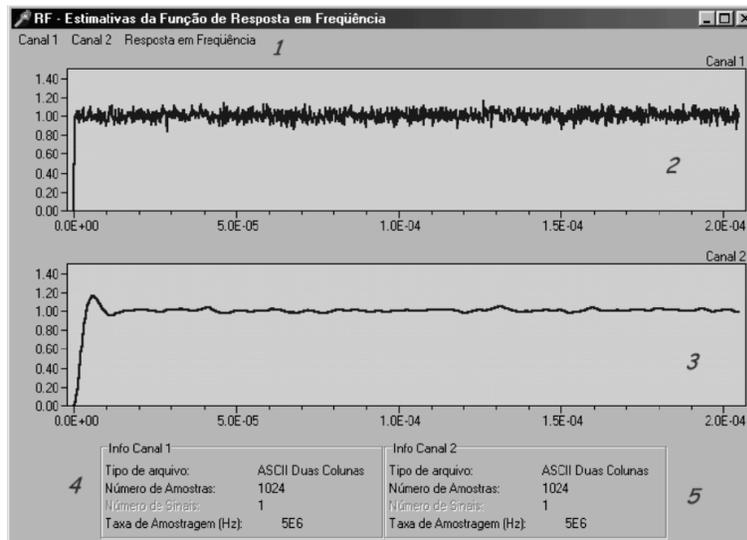


Figura 4. Tela principal do RFreq

As operações acima descritas são realizadas através dos menus “Canal 1” e “Canal 2” (campo número 1 na figura 4). O menu “Resposta em Frequência” (também no campo número 1 na figura 4) apresenta ao usuário quais são os métodos numéricos disponíveis em função do tipo de dado carregado nos canais 1 e 2.

Após a seleção do método numérico, o RFreq chamará o módulo correspondente e, após o cálculo, mostrará uma janela com os resultados obtidos. A figura 5 ilustra esta janela. De acordo com o método utilizado para o cálculo, os resultados mostrados podem variar. Maiores detalhes são apresentados por Villa (2000).

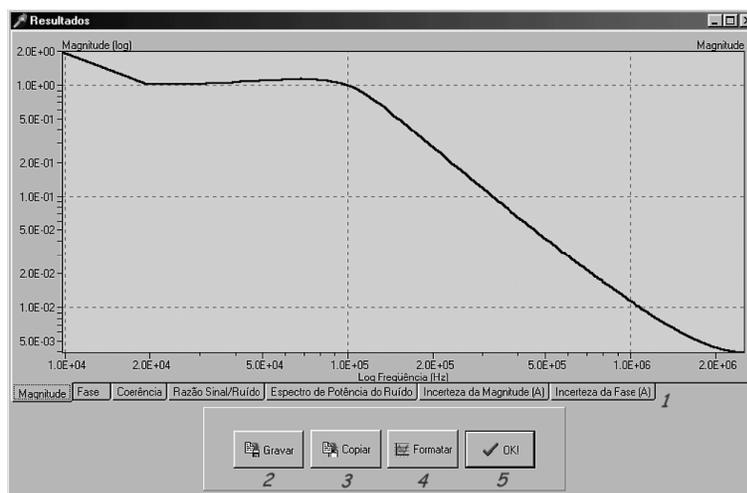


Figura 5. Tela de resultados do RFreq

Na tela de resultados, o usuário pode selecionar através das abas (campo número 1 na figura 5) o gráfico do resultado desejado. Para cada gráfico disponível, o usuário poderá alterar os parâmetros de visualização pressionando o botão “Formatar” (campo número 4 na figura 5).

Aparecerá então uma janela onde o usuário pode alterar os limites máximo e mínimo do eixo das frequências e esta alteração se refletirá em todos os gráficos. Para o gráfico selecionado, também é possível a alteração dos limites máximo e mínimo do eixo das ordenadas. As demais características e funcionalidades são descritas mais profundamente por Villa (2000).

4. ILUSTRAÇÃO DE USO DO RFREQ

Como exemplo de uso do RFreq, o programa foi utilizado com dados oriundos do Relatório Técnico de Atividades de Intercomparação Laboratorial UnB-ENSAM, de Vianna (1998), o que permite verificar se o RFreq tem um desempenho satisfatório quando comparado ao EDYCAP, programa utilizado na ENSAM (*École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers* - Paris - França) para estimar a Função de Resposta em Frequência dos transdutores piezoelétricos de pressão.

Os sinais de resposta do transdutor disponíveis da intercomparação são os obtidos com o tubo de choque TC-02, do Laboratório de Metrologia Dinâmica - UnB. Os sinais são o resultado de um experimento com a instrumentação tal como a mostrada na figura 1, sem o transdutor de referência. Como não foi utilizado um transdutor de referência, considera-se que a excitação do transdutor sob calibração é um degrau de pressão teórico. Desta forma, a Função de Resposta em Frequência do transdutor é estimada por meio dos métodos não convencionais. O trabalho de Vianna (1998) apresenta maiores detalhes quanto a procedimentos e equipamentos utilizados nos experimentos.

Para a ilustração do uso do RFreq, será considerada a situação em que foi utilizado como diafragma do tubo de choque um filme de acetato de celulose de coloração amarela. Após o pré-processamento dos sinais no PreRF, carrega-se um degrau de Heaviside no canal 1 e o Depósito de Sinais no canal 2, como mostrado na figura 6 (a). Com a seleção do Método de Laspe, obtém-se uma tela de resultados como a mostrada na figura 6 (b).

A faixa de frequências obtida com o RFreq vai de 143Hz até 131kHz. Os resultados fornecidos pelo EDYCAP têm sua frequência no intervalo 200Hz - 10kHz. Assim, para que os resultados do RFreq possam ser comparados aos do EDYCAP, só serão consideradas as frequências até 10kHz.

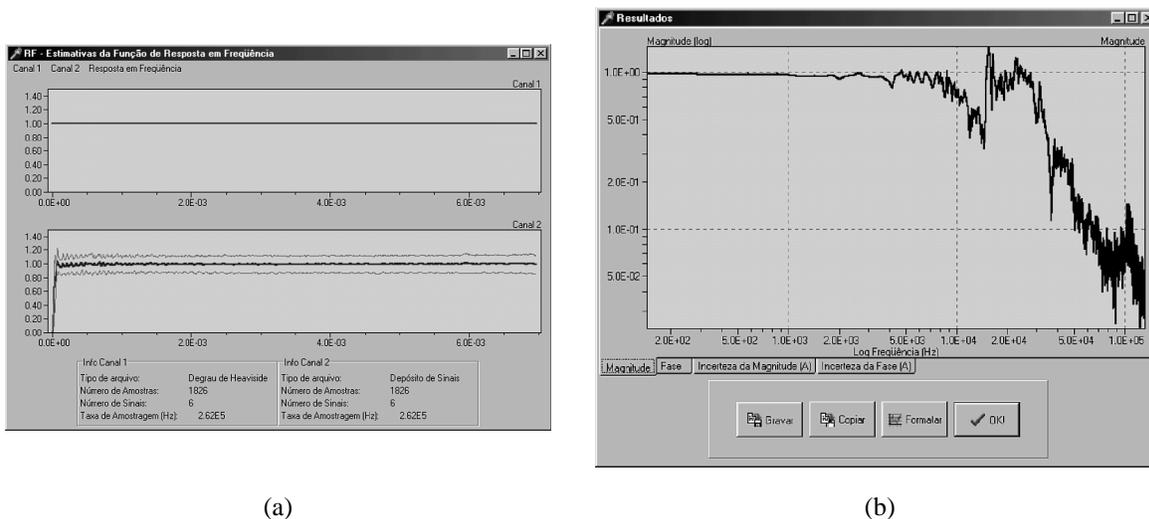


Figura 6. (a) Tela principal do RFreq, com um degrau de pressão teórico no canal 1 e a resposta média do transdutor de pressão (com um intervalo de confiança de 95%); (b) tela de resultados do RFreq mostrando a magnitude da Função de Resposta em Frequência.

As figuras 7 e 8 apresentam graficamente os resultados da comparação dos resultados obtidos pelos dois programas. Pode ser visto na figura 7 que há uma aproximação muito boa entre os resultados obtidos pelo RFreq e os do EDYCAP. Já quanto gráfico de fase, a figura 8 mostra que a curva obtida pelo EDYCAP tem uma alta taxa de oscilação, enquanto que a do RFreq é mais suave. Estes resultados são muito semelhantes aos obtidos pelos demais métodos não convencionais (Villa, 2000), o que permite constatar que os resultados dados por métodos diferentes convergem para um mesmo resultado. Villa (2000) ainda apresenta uma comparação entre as incertezas estimadas pelo RFreq e as que foram calculadas a partir dos resultados do EDYCAP.

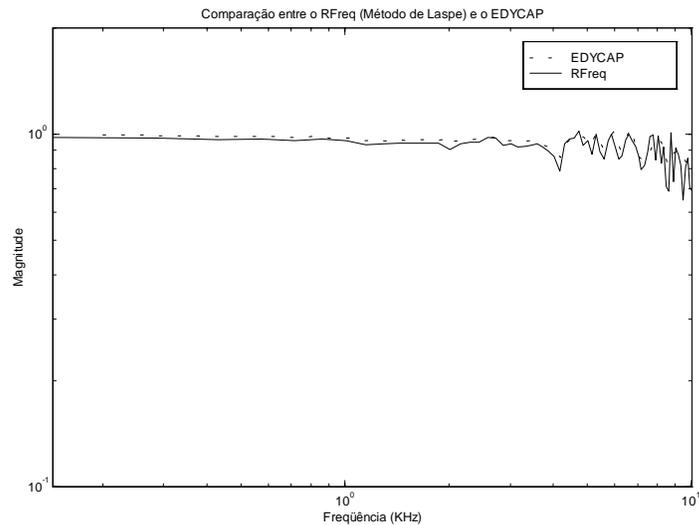


Figura 7. Comparação entre os resultados fornecidos pelo RFreq e pelo EDYCAP (magnitude da Função de Resposta em Frequência do transdutor).

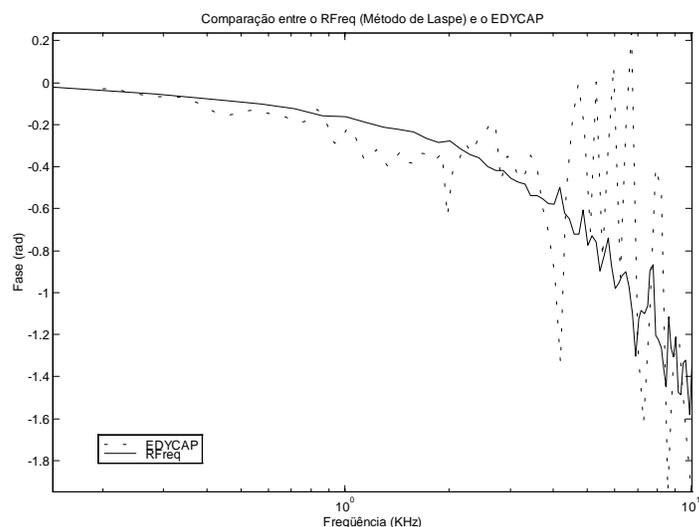


Figura 8. Comparação entre os resultados fornecidos pelo RFreq e pelo EDYCAP (fase da Função de Resposta em Frequência do transdutor).

5. CONCLUSÕES

O RFreq mostra-se um programa de fácil uso e que fornece bons resultados. A comparação com o EDYCAP demonstra que os resultados obtidos pelo RFreq são bons para o conjunto de dados analisado.

Com base nos resultados apresentados por Villa (2000), conclui-se que o RFreq pode ser utilizado como ferramenta em pesquisas que envolvam a calibração de transdutores de pressão para medições dinâmicas. Ele pode também ser usado em trabalhos comerciais, auxiliando na elaboração de laudos de calibração.

O RFreq também pode ser utilizado para a calibração dinâmica de outros tipos de transdutores, como por exemplo sensores de temperatura. O requisito é que o sinal de excitação do transdutor possa ser descrito “razoavelmente” por um degrau de Heaviside (com a aplicação da janela retangular de duração adequada), no caso de uma calibração absoluta. Para a utilização do RFreq em calibrações comparativas, a utilização dos métodos convencionais é feita partindo-se dos sinais de resposta do transdutor padrão e do transdutor de referência.

6. REFERÊNCIAS

- Damion, J. P., 1994, “Means of Dynamic Calibration for Pressure Transducers”, Metrologia, vol. 30, Paris, France, pp. 743-746.
- I.S.O. (International Organization for Standardization), 1995, “ISO TAG4/WG3 - Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement”, Switzerland, 101pp.
- Laspe, C. G., 1964, “Determining Frequency Response from Transient Response”, Instruments & Control Systems, vol. 37, Broomall, Pennsylvania, United States of America, p. 125-128.
- Proakis, J. G., Manolakis, D. G., 1996, “Digital Signal Processing - Principles, Algorithms and Applications”, Prentice Hall, Upper Saddle River, N.J., United States of America, 968p.
- Samulon, H. A., 1951, “Spectrum Analysis of Transient Response Curves”, Proceedings of the I.R.E., vol. 39, No. 2, New York, N.Y., United States of America, pp. 175-186.
- Schechter, R. S., Wissler, E. H., 1959, “Frequency Response from Step Input Response”, Industrial and Engineering Chemistry, vol. 51, [S.L.], pp. 945-948.
- Vianna, J. N. S., 1998, “Relatório Técnico de Intercomparação Laboratorial UnB-ENSAM”, Departamento de Engenharia Mecânica, Universidade de Brasília, D.F., Brasil, 31pp.
- Villa, C. V. S., 2000, “RFreq - *Software* para Calibração Dinâmica de Transdutores de Pressão”, Dissertação de Mestrado, Universidade de Brasília, D.F., Brasil, 152pp.

UM CONTROLADOR NEURAL TIPO PI-I² ESTENDIDO PARA ISOLAMENTO DE VIBRAÇÕES

Fábio Meneghetti Ugulino de Araújo¹

Clivaldo Silva de Araújo²

Seyyed Said Dana²

Takashi Yoneyama¹

Instituto Tecnológico de Aeronáutica, 12228-900, São José dos Campos – SP,

e-mail: meneghet@ele.ita.cta.br takashi@ele.ita.cta.br

Universidade Federal da Paraíba, 58.059-900 João Pessoa – PB,

e-mail: clivaldo@ct.ufpb.br

Resumo

Neste trabalho é proposto um controlador neural para isolar vibrações de base, através de sua implementação num sistema eletromecânico baseado no princípio de alavanca. A rede neural é inicialmente treinada para realizar o modo de controle PI-I², à partir de um controle clássico inicialmente implementado. O novo controlador possibilita a utilização de mecanismos de adaptação para melhoria incremental do desempenho baseado, por exemplo, em técnicas de punição e recompensa. Por fim, é feita uma análise comparativa entre resultados obtidos com o emprego do controlador neural e aqueles correspondentes ao controlador clássico, avaliando-se através de simulação computacional o desempenho do sistema para uma classe representativa de entradas exógenas.

palavras-chaves: Rede Neural, Controlador, Vibração, Sistema Eletromecânico.

1. INTRODUÇÃO

Propõe-se aqui um controlador neural para isolamento de vibrações mecânicas de base através de um sistema eletromecânico, visto que os sistemas avançados de controle automático, cada vez mais viabilizados pela grande capacidade e versatilidade dos modernos computadores, quando combinados com as recentes conquistas na área de técnicas de inteligência artificial, possibilitam o desenvolvimento de métodos para isolamento e controle de vibrações mecânicas com capacidade de adaptação a situações variadas de operação e que apresentem desempenhos adequados na presença de significativas incertezas, satisfazendo assim os objetivos deste trabalho.

Independente do sistema em questão, muitos são os problemas causados por vibrações. Estas, são normalmente transmitidas através de uma fundação comum, desde um sistema fonte até um sistema afetado, que acaba por sofrer perturbações em seu funcionamento nominal. Sendo assim, evidencia-se a necessidade de propiciar um isolamento entre tais sistemas. Não sendo normalmente possível evitar que o sistema fonte gere vibrações e, em alguns casos, sequer conhecendo tais fontes, a solução está em controlar a transmissão de tais vibrações até o sistema que esteja sendo afetado.

Redes neurais artificiais (RNA) vêm sendo vastamente usadas nos últimos anos, desde a engenharia de petróleo (Zhou e Xi-Ling, 1993) até as ciências biomédicas (Gambhir et al., 1998), tanto para identificação quanto para controle de sistemas de variados tipos, explorando-se a sua capacidade de aproximação universal (representação), de generalização e de aprendizado. Neste trabalho enfoca-se uma aplicação específica: controle de sistemas eletromecânicos para isolamento de vibrações (Narendra, 1990, Cetinkunt e Hsin-Tan, 1994 e Atalla e Inman, 1998).

Araújo et al. (1999) propuseram um sistema eletromecânico utilizando um controlador clássico do tipo PI- I^2 para isolar a transmissão de vibrações mecânicas de baixa frequência. Dentro da proposta de que a RNA inicialmente realizaria o modo PI- I^2 , e baseando-se no controlador proposto por Araújo et al. (1999), utilizou-se um processo de casamento (matching) para treinamento da rede neural.

2. SISTEMA ELETROMECHANICO PARA ISOLAMENTO DE VIBRAÇÕES

O sistema proposto por Araújo et al. (1999), representado na Fig.1, consiste de uma barra de comprimento l , com massa m_B concentrada no centro geométrico e momento de inércia angular dado por J_B . Esta barra desempenha o papel de uma alavanca bi-apoiada em pontos representados por A e B , onde A se localiza numa das extremidades da barra e B coincide com o centro de gravidade da mesma. Os apoios são sistemas dotados de rigidez e amortecimento dados por: k_A, k_B, c_A e c_B . O que pretende-se, é obter um nó na extremidade C da alavanca, e com isso, isolar com relação as vibrações de base, um sistema qualquer de massa m_I , colocado neste ponto. Existe ainda, na extremidade A , uma massa m_A , denominada por massa absorvedora, que tem a finalidade de fazer o contrabalanço com a massa m_I , propiciando, juntamente com a configuração dos apoios, o nó desejado na extremidade C da barra.

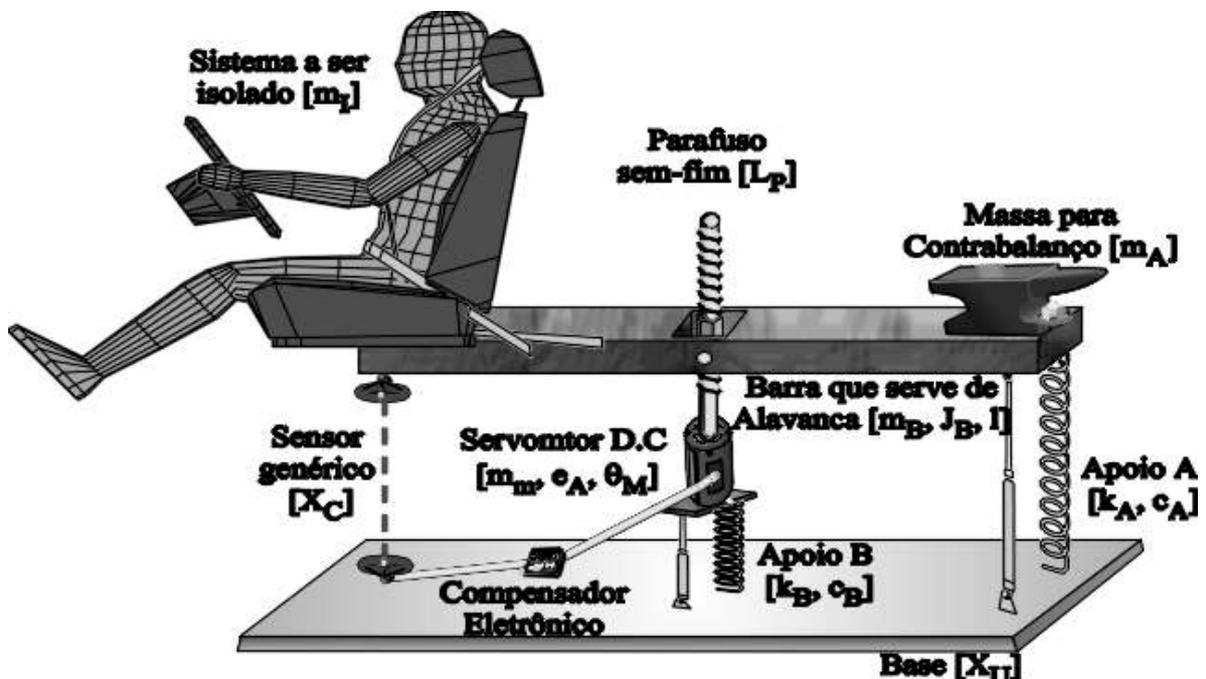


Figura 1. Sistema Proposto.

A posição vertical do ponto B , relativa ao motor que compõe o sistema de controle, será variada pelo atuador em função da vibração medida, variando-a de forma a obter uma configuração que propicie o isolamento da massa m_I com relação a vibração da base, isto é, de

maneira que o sistema ao qual se deseja isolar tenha deslocamentos dentro de uma faixa admissível, ou mesmo deslocamentos desprezíveis. Para o controle de posição utiliza-se um servomotor DC, com um parafuso sem-fim acoplado ao seu eixo, funcionando como atuador, cujo passo da hélice é dado por L_P . As vibrações na massa m_I são medidas por um sensor que converte os deslocamentos do sistema a ser isolado em tensões que alimentam o servomotor, completando assim o sistema de controle por realimentação.

Finalmente, para o projeto do sistema de controle, foi acrescentado um compensador que atua sobre o sinal que alimenta o servomotor D.C. Com isso, buscou-se melhorar ainda mais a eficiência do controle. Note que o compensador atua sobre um sinal elétrico e desta forma, o compensador introduzido no sistema físico poderá ser um controlador eletrônico simples, ou mesmo digital, baseado em computador.

O modelo matemático pode ser obtido escrevendo as expressões que relacionam as forças na direção vertical e os momentos com relação ao centro da barra. . Na forma linearizada, o modelo é descrito por:

$$[\mathbf{M}]\ddot{\mathbf{X}} + [\mathbf{C}]\dot{\mathbf{X}} + [\mathbf{K}]\mathbf{X} = [\mathbf{F}]\mathbf{u} \quad (1)$$

onde:

$$[\mathbf{M}] = \begin{bmatrix} m & 0 \\ 0 & J \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{C}] = \begin{bmatrix} (c_A + c_B) & \frac{l}{2}c_A \\ \frac{l}{2}c_A & \left(\frac{l}{2}\right)^2 c_A \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{K}] = \begin{bmatrix} (k_A + k_B) & \frac{l}{2}k_A \\ \frac{l}{2}k_A & \left(\frac{l}{2}\right)^2 k_A \end{bmatrix};$$

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} (c_A + c_B) & (k_A + k_B) & -m & -c_A & -k_A \\ \frac{l}{2}c_A & \frac{l}{2}k_A & 0 & -\frac{l}{2}c_A & -\frac{l}{2}k_A \end{bmatrix}; \quad \mathbf{X} = \begin{bmatrix} x \\ \theta \end{bmatrix}; \quad \text{e} \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \dot{x}_u \\ x_u \\ \ddot{x}_p \\ \dot{x}_p \\ x_p \end{bmatrix}$$

São consideradas como entradas o sinal x_u , que representa os distúrbios sofridos pelas base e x_p que representa o deslocamento imposto pelo sistema de controle através do parafuso semfim. Os deslocamentos nos pontos de interesse do sistema escritos em função do deslocamento do centro da barra (x) e do ângulo de rotação desta (θ), conforme se segue:

$$x_A = x + x_p + \frac{l}{2}\theta; \quad x_B = x; \quad x_C = x + x_p - \frac{l}{2}\theta; \quad \text{e} \quad x_G = x + x_p$$

Os valores utilizados nas variáveis anteriormente descritas são apresentados em Araújo (1998). Aplicando a Transformada de Laplace obtém-se a matriz de função de transferência (MFT), que descreve o sistema no domínio da frequência, através da relação entre as entradas e a saída deste. Tem-se então, que o sistema de alavanca cujas entradas são $X_u(s)$ e $X_p(s)$, e a saída é $X_C(s)$, pode ser representado por:

$$X_C(s) = G_T(s) \begin{Bmatrix} X_u(s) \\ X_p(s) \end{Bmatrix} \quad (2)$$

onde:

$$G_T(s) = [G_d(s) \quad G_r(s)] \quad (3)$$

sendo:

$$G_d(s) = \frac{\beta_{11}s^3 + \beta_{12}s^2 + \beta_{13}s + \beta_{14}}{s^4 + \alpha_1s^3 + \alpha_2s^2 + \alpha_3s + \alpha_4} \quad (4)$$

$$G_r(s) = \frac{\hat{\beta}_{20}s^4 + \hat{\beta}_{21}s^3 + \hat{\beta}_{22}s^2 + \hat{\beta}_{23}s + \hat{\beta}_{24}}{s^4 + \alpha_1s^3 + \alpha_2s^2 + \alpha_3s + \alpha_4} \quad (5)$$

onde, os fatores α , β e $\hat{\beta}$, constantes apresentadas por Araújo (1998), cujos valores são:

$$\begin{aligned} \alpha_1 = 9,7375; \quad \alpha_2 = 150,9363; \quad \alpha_3 = 281,2390; \quad \alpha_4 = 2,3437 \times 10^3; \quad \beta_{11} = 7,8625; \\ \beta_{12} = 104,0631; \quad \beta_{13} = 281,2390; \quad \beta_{14} = 2,3437 \times 10^3; \quad \hat{\beta}_{20} = 2,0000; \quad \hat{\beta}_{21} = 11,4749; \\ \hat{\beta}_{22} = 186,8732; \quad \hat{\beta}_{23} = 0,0000; \quad \text{e} \quad \hat{\beta}_{24} = 0,0000 \end{aligned}$$

Como não levou-se em conta um modelo prático de sensor, considerou-se apenas que há uma conversão de um sinal mecânico, a saber, o deslocamento da extremidade C da barra, em um sinal elétrico, supondo ainda que esta conversão é proporcional e de ganho unitário, de forma a termos em nosso sistema um ramo de realimentação unitário.

O motor DC, funcionando como servo motor de ímã permanente controlado por armadura, cuja função de transferência é dada por:

$$G_M(s) = \frac{\Theta_M(s)}{E_a(s)} = \frac{\beta_m}{s^3 + \alpha_{m1}s^2 + \alpha_{m2}s} \quad (6)$$

onde, os fatores α_m e o β_m , são também, constantes apresentadas por Araújo, 1998, e seus valores são:

$$\alpha_{m1} = 9,7375; \quad \alpha_{m2} = 150,9363; \quad \text{e} \quad \beta_m = 281,2390$$

O parafuso sem-fim converte o deslocamento angular θ_M do motor em deslocamento longitudinal. Esta relação proporcional, dada pelo passo L_p da hélice do parafuso, pode ser representada simplesmente por um ganho.

$$L_p = 0,01$$

Por fim, completando o sistema, o compensador utilizado para o seu controle, conforme já mencionado, é um controlador clássico do tipo PI-I² descrito por:

$$G_C(s) = k_C \left(1 + \frac{1}{\tau_i s} + \frac{1}{\tau_{i2} s^2} \right) \quad (7)$$

onde:

$$k_C = 150; \quad \tau_i = 2; \quad \text{e} \quad \tau_{i2} = 0,75.$$

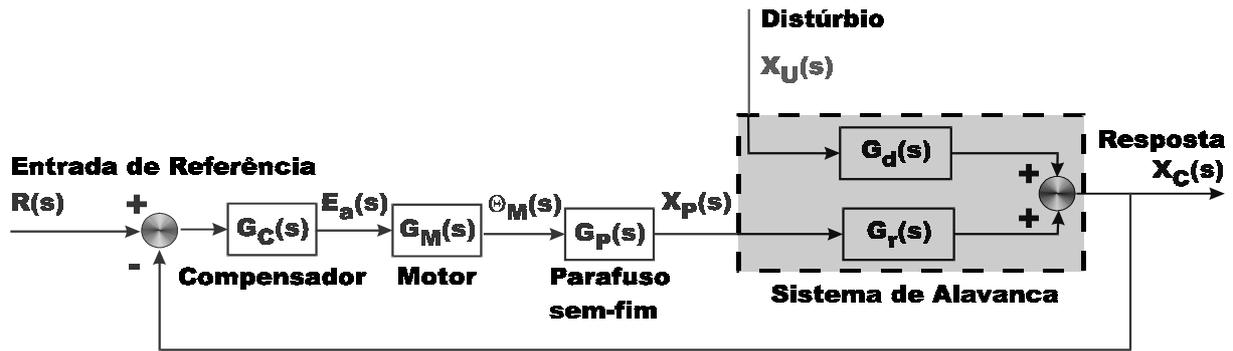


Figura 2. Diagrama de Blocos do Sistema.

Sendo que para obter uma implementação neural do controlador acima apresentado foi preciso fazer com que sua função de transferência seja estritamente própria. Para tanto, substitui-se o termo proporcional; k_c por $k_c/(s+a)$, com o valor de a suficientemente grande quando comparado com as demais constantes de tempo do sistema. Feito isso, obtém-se o controlador a ser realizado pela RNA.

$$G_{CD}(s) = \frac{\beta_{k0}s^2 + \beta_{k1}s + \beta_{k2}}{s^3 + as^2} \quad (8)$$

3. PROJETO E REALIZAÇÃO DO CONTROLADOR NEURAL

Realizar uma RNA consiste em projetar e treinar uma certa topologia de neurônios artificiais, a partir de um dado conjunto de informações, para desempenhar uma atividade previamente estabelecida. Três fatores se destacam nesta etapa da pesquisa; O primeiro diz respeito a topologia ideal a ser utilizada, isto é, como deve ser a estrutura organizacional dos neurônios que irão compor a RNA, deve-se definir o número de neurônios nas camadas de entrada e saída da rede, se haverá camadas escondidas, e caso hajam, quantos neurônios elas irão conter e como estes neurônios estarão ligados aqueles contidos em outras camadas. O segundo se refere ao tipo de neurônio, isto é, que função de ativação será usada. E finalmente, o conjunto de dados para o treinamento da RNA, é importante fornecer a rede dados precisos e suficientes, através dos quais ela possa obter informações sobre atividade a ser por ela desenvolvida. Estes fatores estão interrelacionadas e devem ser analisadas conjuntamente, o grau de dificuldade para se encontrar uma configuração ideal destes fatores se relaciona, entre outros, com a complexidade e o conhecimento prévio de pelo menos algumas das características da missão da RNA, isto é, da atividade que ela deverá desempenhar.

Dentro da proposta apresentada neste trabalho, de realizar um modo PI-1² à partir de um controlador clássico preexistente, a missão da RNA é bem conhecida de forma que valiosas informações podem ser extraídas da estrutura já existente (figura 2). O projeto do controlador neural consiste em copiar as características do sistema existente, ou seja, do controlador clássico, que é linear, logo os neurônios da rede também podem ser lineares, dispensando assim a utilização de camadas intermediárias. Na camada de entrada utilizou-se $2.n$ neurônios (onde n é o grau do sistema a ser copiado). Para camada de saída, um único neurônio foi utilizado, visto que o sistema a ser copiado tem uma única saída. Para o treinamento são usados pares de dados entrada/saída do controlador clássico ao longo do tempo conforme ilustrado na figura 3.

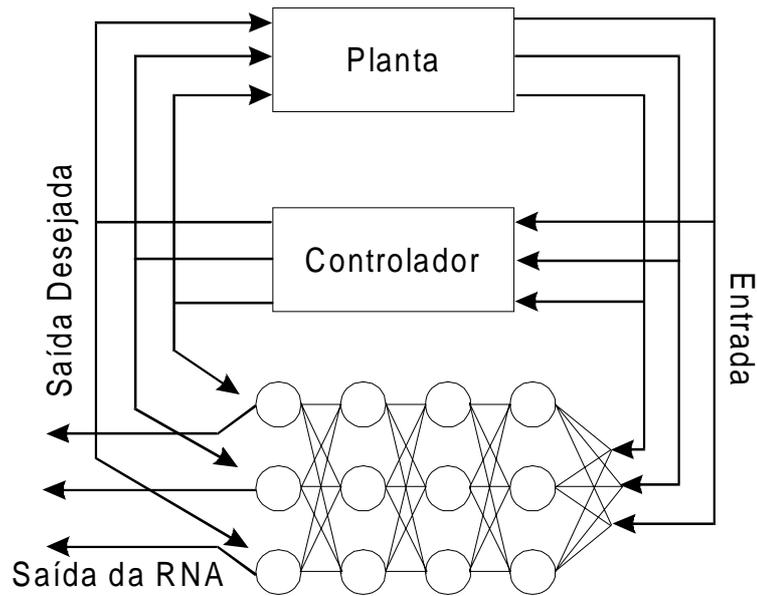


Figura 3. Esquema para casamento de uma RNA com um controlador clássico já projetado.

Este método tem como vantagens, além facilidade de obtenção de informações, uma vez que se parte de um sistema preexistente, a capacidade de adaptação que o controlador neural passa a ter, podendo formar novas regras de controle mais efetivas que as inicialmente copiadas (Widrow & Smith, 1964), além disso, o sistema copiado pode não ser prático ou funcional, como por exemplo um operador humano (Miller et al., 1995). No caso em estudo, a característica adaptativa do controlador neural é fator fundamental para continuidade do trabalho, pois através de técnicas como por exemplo punição e recompensa, é possível alterar determinadas características da RNA de forma a obter uma nova resposta mais adequada a novas condições de operação ou novas especificações de desempenho.

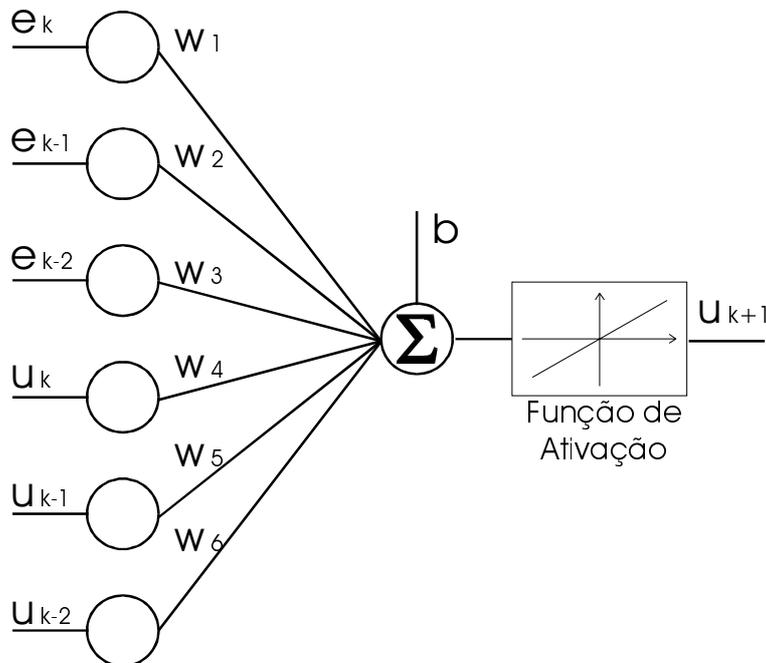


Figura 4. Estrutura da RNA usada como controlador.

4. ANÁLISE DOS RESULTADOS

À luz do conhecimento prévio do controlador a ser copiado pôde-se partir desde o início com uma estrutura bem definida para RNA (figura 4), mas ao contrário do que se esperava o treinamento não transcorreu muito facilmente, a convergência foi lenta e muitas vezes acabou por tender para pontos de atração locais. A rede também apresentou grande sensibilidade a alterações nos pesos, o que indica a necessidade de uma análise mais detalhada da sensibilidade paramétrica e possivelmente a implementação de um método para sintonia fina dos pesos da RNA, entretanto tais estudos transcendem os objetivos deste trabalho.

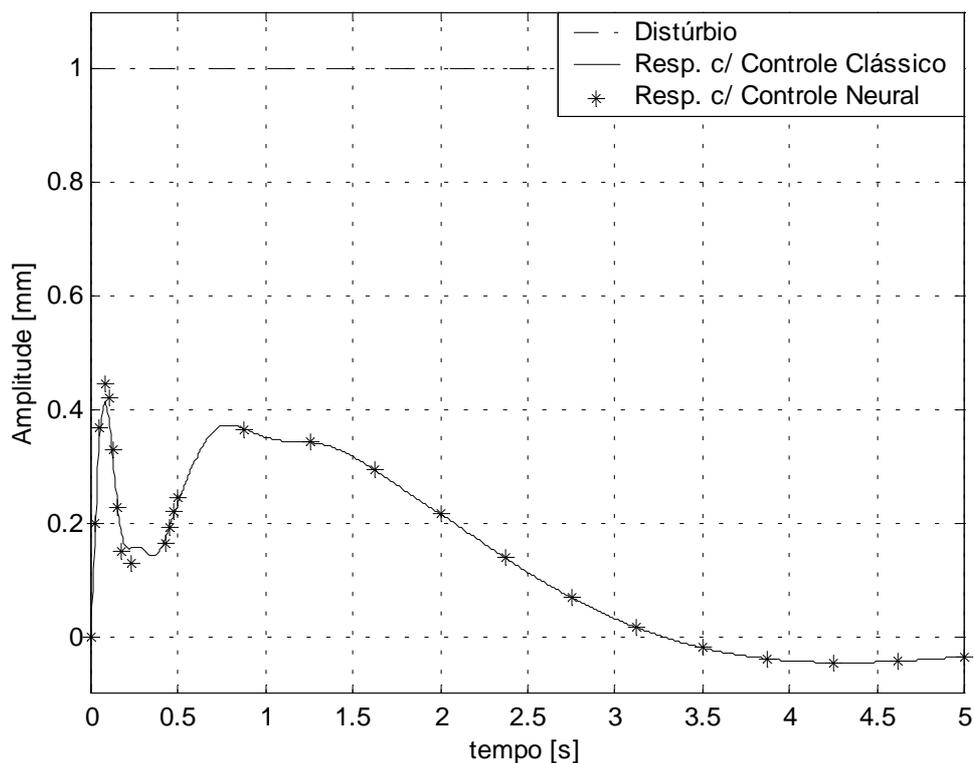


Figura 5. Resposta do sistema eletromecânico a um distúrbio tipo degrau unitário. Controlador Clássico versus Controlador Neural.

Após treinamento adequado, a RNA conseguiu copiar satisfatoriamente o controlador clássico, sendo introduzida no sistema eletromecânico praticamente sem degradação do seu desempenho. Como se pode notar nos gráficos das figuras 5 a 8, comparando-se as respostas do sistema para ambos os controladores encontra-se uma pequena discrepância no regime transitório. Tal diferença, ainda que praticamente desprezível, pode ser associada a um aumento da sensibilidade do sistema com o controlador neural a variações bruscas na amplitude do distúrbio, como nos casos do degrau unitário (figura 5) e de um distúrbio aleatório (figura 8), por outro lado, em sinais mais suaves como a rampa (figura 6) e a senóide (figura 7) as respostas se sobrepõe quase que perfeitamente.

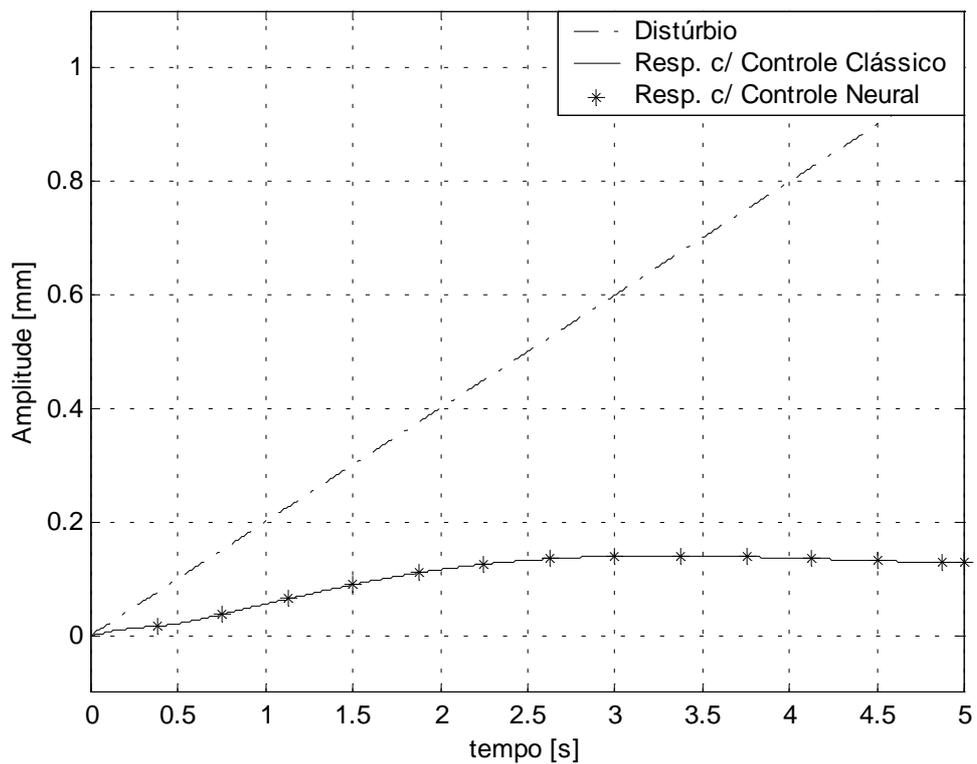


Figura 6. Resposta do sistema eletromecânico a um distúrbio tipo rampa. Controlador Clássico versus Controlador Neural.

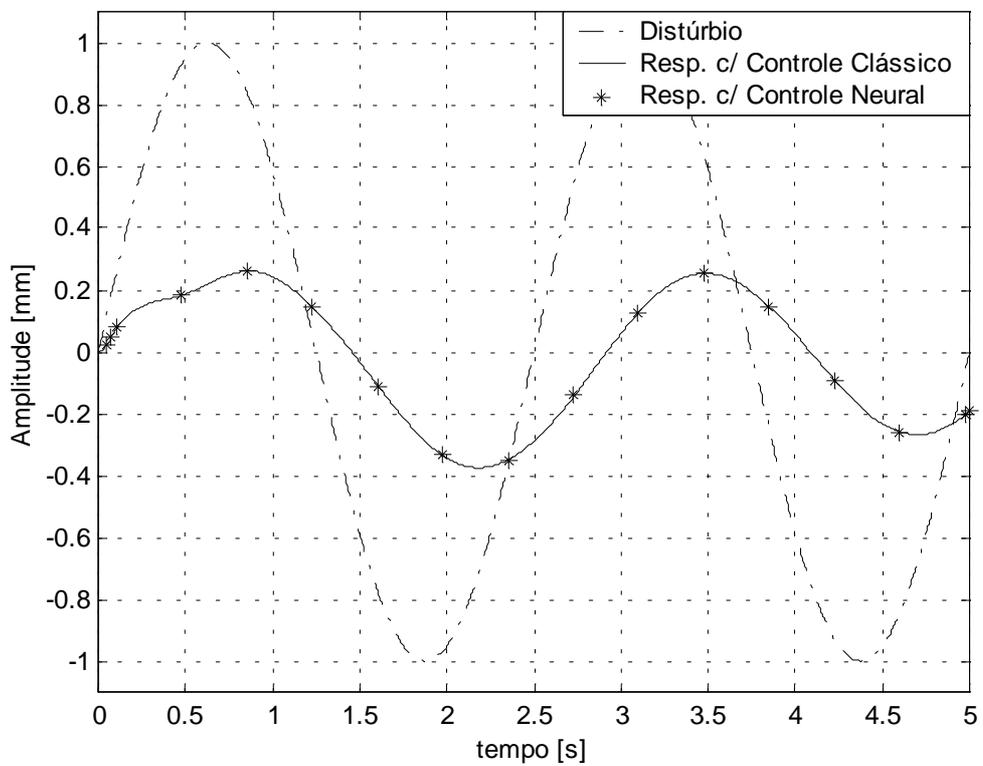


Figura 7. Resposta do sistema eletromecânico a um distúrbio tipo senoide. Controlador Clássico versus Controlador Neural.

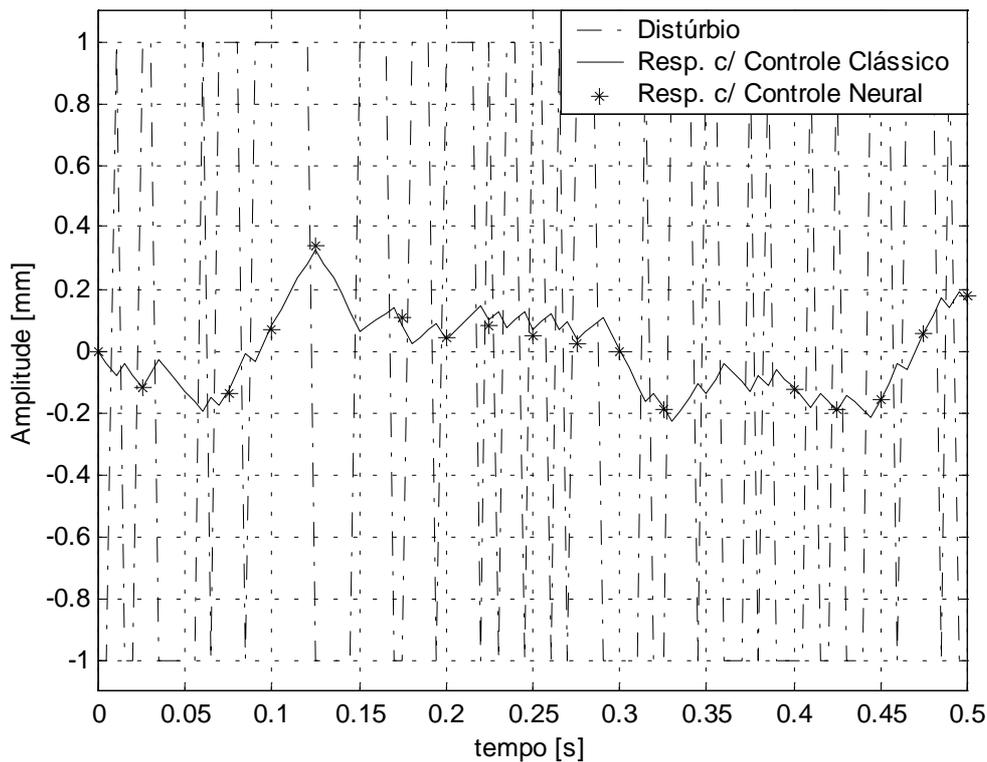


Figura 8. Resposta do sistema eletromecânico a um distúrbio aleatório. Controlador Clássico versus Controlador Neural.

5. CONCLUSÕES

A RNA projetada para realizar o modo de controle de um compensador clássico do tipo $PI-I^2$, demonstrou grande sensibilidade paramétrica, dificultando o treinamento, apesar disso ao final do treinamento a RNA conseguiu copiar de forma satisfatória as características do compensador clássico. Sua introdução no sistema eletromecânico em estudo, substituindo o controlador original, foi bem sucedida.

Detectou-se a necessidade de uma análise mais detalhada sobre a sensibilidade paramétrica da RNA abrindo ainda a possibilidade de buscar o desenvolvimento de um método de treinamento com ajuste fino dos parâmetros mais sensíveis. Com o controlador neural implementado no sistema eletromecânico pode-se agora buscar mecanismos de adaptação que melhorem o desempenho global do sistema.

Considera-se alcançados os objetivos deste trabalho, com a obtenção de um controlador neural tipo $PI-I^2$ a ser aplicado no isolamento de vibrações através de um sistema eletromecânico. Visto que o controlador ora obtido faz-se fundamental à seqüência desta pesquisa com a análise de sua sensibilidade paramétrica e o desenvolvimento dos métodos de treinamentos já mencionados.

6. AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem a FAPESP (Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo) pelo suporte financeiro prestado através do processo 99/02409-4.

7. REFERÊNCIAS

- Araújo, F. M. U., 1998, “Sistema eletromecânico para controle ativo de vibrações”, Dissertação de Mestrado, UFPb, João Pessoa.
- Araújo, F. M. U., Araújo, C. S. e Dana, S. S., 1999, “System eletric-mechanic for active control of vibration”, XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, Anais em CD-ROM.
- Atalla, M. J. e Inman, D. J., 1998, “On model updating using neural networks”, *Mechanical System & Signal Processing*, v.12, n.1, Academic Press, jan, pp. 135-161
- Cetinkunt, S. e Chiu, H., 1994, “Estimation of model parameter of linear strutural systems using Hopfield neural networks”, *Journal of Guidance, Control and Dynamics*, v. 17, n. 3, may-jun, pp. 621-624
- Gambhir, S. S., Keppenne, C. L., Banerjee, P. K. e Phelps, M. E., 1998, “New method to estimate parameters of linear compartmental models using artificial neural networks”, *Physics in Medicine and Biology*, 43, jun, pp. 1659-1678.
- Narendra, R., 1990, “Adaptive control using neural networks”, In: W. T. Miller, R. S. Sutton e P. J. Werbos (Eds.), *Neural Networks for robotics and control*. Cambridge, MA: M.I.T. Press.
- Miller, W. T., Sutton, R. S. e Werbos, P. J., 1995. “*Neural Networks for Control*”, MIT Press, Massachusetts.
- Widrow, B. e Smith, F. W., 1964, “Pattern-recognizing control systems”, *Computer and Infomation Sciences (COINS) Proceedings*, Washington, D.C.: Spartan ,Washington.
- Zhou, C., Wu, X., 1993, “Neural network-based formation parameters estimation from well logs in quantitative log analysis: a comparative study”, *Proceedings of the Asia Pacific Oil and Gas Conference, Society of Petoleum Engineers (SPE)*, feb, pp. 357-364.

DESENVOLVIMENTO DE UM MEDIDOR DE DISTÂNCIA A LASER PARA USO INDUSTRIAL

Antonio Valerio Netto
Alexandre Lourenço Soares
Moisés Sátilio da Silva
José Antonio Otoboni
Mario Antonio Stefani

Opto Eletrônica S.A. - Departamento de Pesquisa & Desenvolvimento
Rua Joaquim A. R. de Souza, 1071 – Jardim Sta. Felícia – São Carlos – SP Cep: 13563-330
E-mail: {valerio, alexandre, moises, otoboni, stefani}@opto.com.br

Resumo

O artigo discorre sobre o desenvolvimento de um medidor de distância a laser para uso industrial que utiliza o método de comparação de fase para proferir a medição. Inicialmente é dado uma noção do equipamento e de onde ele pode ser empregado. Posteriormente, é apresentado uma introdução a esta metodologia e os motivos que a levaram a ser empregada na confecção do protótipo final. Por último, são expostas conclusões adquiridas no decorrer da confecção do equipamento. É importante salientar que o equipamento se encontra no estágio de aprimoração, visando as aplicações industriais.

Palavras-chave: Medição a distância, Laser e Aplicações industriais

1. INTRODUÇÃO

A maioria dos medidores encontrados no mercado atualmente são desenhados para utilização em topografia e na construção civil, isto é, são utilizados para distâncias grandes, de até 10 Km utilizando para isto alvos cooperativos como prismas retro-refletores.

A escolha da arquitetura do medidor foi resultado de uma série de opções, ditadas principalmente pelas condições de uso que o equipamento estará submetido. Algumas das aplicações vislumbradas já possuem equipamentos similares em operação por companhias Alemãs, Suíças e Japonesas. Porém o preço alto, a pouca robustez às condições típicas nacionais e a falta de assistência técnica no país possibilitam o desenvolvimento de uma versão com custo conveniente.

No caso, o medidor de distância a laser usa o método de comparação de fase para estimar a distância. Devido as normas internacionais de equipamentos laser, a potência útil do laser deve permanecer abaixo de 1mW (IEC 825-1). É importante salientar que o feixe laser é visível para permitir que o operador saiba onde está incidindo.

O campo de medição é de 20m, porém em algumas aplicações pode chegar até 100m, desde que o alvo seja cooperativo. Este requisito implica que as frequências utilizadas sejam

suficientes para resolver as ambigüidades presentes. A resolução desejada é de $\pm 20\text{mm}$, porém em algumas aplicações industriais necessita ser de $\pm 1\text{mm}$. O projeto também exige estabilidade eletrônica contra variações térmicas para não produzir efeitos degradantes no valor medido.

O equipamento possui um microprocessador interno capaz de calcular a distância e ainda efetuar funções auxiliares como medição de áreas e volumes, filtrar os resultados contra resultados espúrios, armazenar constantes de calibração e efetuar auto-teste para indicação de algum erro de funcionamento.

O medidor pode ser utilizados em várias aplicações industriais como por exemplo: medição de nível de enchimento de silos de grãos, líquidos, sistemas de enchimento automático; monitoração remota e nível de enchimento de carga em porões de navios graneleiros; medição de largura e comprimento de lingotes e chapas laminadas em siderurgia; medição de extrudados de borracha e plástico; medição de posicionamento para robôs, guindastes, talhas, empilhadeiras automáticas e vagões ferroviários. Também pode ser utilizado para sensoriamento de curso e posição em linhas automáticas de montagem de automóveis e como sensor de presença para limitação de acesso em regiões de segurança.

2. MÉTODOS PARA MEDIÇÃO DE DISTÂNCIA A LASER

Existem diversos métodos para a estimativa de distância por meio de processos ópticos. Alguns destes, tais como o método de triangulação, são originários daqueles utilizados, há muitos séculos, por navegantes e cartógrafos. Outros métodos surgiram com o advento do Radar e do Laser, sendo que alguns destes apareceram a partir da tentativa de aproveitamento das características notáveis da luz laser, tais como os métodos interferométricos (Luxon e Parker, 1985 e Kingslake, 1983).

A escolha do método de funcionamento do medidor é baseada principalmente na finalidade que o medidor se destina. Alguns tipos como o medidor por triangulação são simples e eficientes para distâncias pequenas. Já o medidor de distância por telemetria de pulso é muito utilizado em topografia e usos militares, onde as distâncias são grandes (Maillet, 1987). Para distâncias de até 100m a escolha é mais difícil pois alguns métodos perdem eficiência ou exigem complexidade eletrônica considerável.

Neste projeto foi utilizado o método de medição de distância por comparação de fase. A seguir são expostos os principais pontos que levaram a esta decisão:

- Por exigência de utilização, o laser a ser adotado deve ser visível, para indicar precisamente o ponto onde a medição está sendo feita. Tal exigência impõe que pela Norma a potência não exceda o limite de 1mW a 670nm.
- O método de triangulação não é aplicável pois para distâncias de até 20m o braço do triângulo requerido para a resolução desejado faz com que o aparelho possua dimensões pouco práticas (Stefani, 1995);
- Método interferométrico é por natureza incremental, não medindo distâncias absolutas, o que penaliza a viabilidade na aplicação.
- Ao contrário do que se imagina o sol não pode ser comparado a uma fonte luminosa “DC” no que se diz respeito a geração de ruído óptico. No caso, o sol gera ruído em todas as faixas de frequência. Este ruído limita e interfere no sinal retornante do alvo. Para se ter uma idéia da ordem de grandeza deste ruído, supondo uma potência emitida normalizada em 1 unidade, para uma lente de captação de 5cm, alvo a 20m com refletância lambertiana ~ 0.4 o sinal retornante possuirá potência de $\sim 4.6 \times 10^{-6}$ unidades. Limitando a emissão em 1mW no visível 670nm o sinal cairá na faixa de $\sim 5\text{nW}$. Supondo um medidor por

comparação de fase usando a mesma lente de captação, com um filtro óptico de 70nm de largura de passagem, transmitância de 0.9 com banda de passagem de amplificação de 3KHz, o ruído solar fica na ordem de 20nW a 670nm. O mesmo medidor operando por telemetria de pulso, com resolução de 1ns (~30cm), o ruído solar ficaria na ordem de 12μW.

Pelos resultados observa-se que no método de comparação de fase é exigido um módulo amplificador bem seletivo e capaz de discriminar o sinal dentro de ruídos cerca de 4 vezes maiores. Técnicas como o da retificação síncrona permitem tal amplificação em até 100dB. Já para o método de telemetria de pulsos, o ruído solar é cerca de 600 vezes maior, exigindo potências laser muito mais elevadas.

Neste método é difícil aplicar técnicas de extração de sinais mais sofisticadas, fazendo com que a única solução seja a de aumentar ainda mais a potência do laser iluminador. A grosso modo um laser de 10W pulsado de maneira que a potência média ficasse dentro da Classe II, exigiria pulsos da ordem de 100ns repetidos a 10KHz no máximo. Infelizmente não existem lasers comerciais nesta faixa a não ser no infravermelho.

Para operar lasers de 10W com pulsos de 100ns, correntes de 20 a 50A são necessárias. Para se ter resolução de 1ns o pulso laser deve subir com esta velocidade. Tal exigência impõe circuitos sofisticados de chaveamento, usando transistores de avalanche ou diodos especiais chamados de “*Step Recovery Diodes*” usados em microondas. Além disto, seria possível utilizar lasers infravermelhos na faixa de 1550nm simultaneamente a um laser de 670nm visível para indicar a posição da medida sendo efetuada. Infelizmente um sensor PIN de InGaAl (Índio-Gálio-Alumínio) para operar nesta faixa custa cerca de 10 vezes o preço de um sensor PIN de Silício para a faixa de 400~1000nm.

Para amplificar pulsos de 1ns os amplificadores devem ser muito rápidos. O sensor fotoelétrico também deve ter esta resposta. Os sensores PIN de silício ou InGaAl possuem resposta típica de 3ns para área sensível de 0.1mm². Para respostas melhores sensores de avalanche devem ser utilizados. O inconveniente é que exigem polarização com alta-tensão, entre 150 e 240V, variando bruscamente com a temperatura. Tal fato exige um cuidadoso projeto de um fonte de alta voltagem de maneira a não danificar o sensor.

Como o medidor deve operar com distâncias maiores de que 20m em uso externo, o uso de laser visível de 1mW passa a ser inútil devido ao ofuscamento solar. Nestes casos a alternativa é munir o medidor com uma mira óptica e usar lasers infravermelhos mais potentes na faixa de 1550nm. Se a resolução for baixa, 10ns por exemplo, as exigências eletrônicas começam a diminuir, tornando o medidor mais viável.

Devido a tudo o que foi exposto anteriormente e tendo em vista o objetivo de desenvolver um medidor de distâncias até 20m com laser visível e resolução de 2cm, o método de comparação de fase foi o mais indicado por possuir inúmeras vantagens.

Porém, para distâncias maiores de 20m, uso externo, onde um feixe visível não tem mais finalidade, poderiam ser utilizados lasers infravermelhos pulsados e quando a resolução exigida não for estreita, o método de telemetria de pulsos pode ser viável. Em aplicações especiais como na Siderurgia, onde o ambiente é agressivo e portanto sem o risco de pessoal presente na área, os lasers infravermelhos modulados de 100mW poderiam ser utilizados.

3. MEDIDOR DE DISTÂNCIA POR COMPARAÇÃO DE FASE

Este método consiste em enviar um feixe laser contínuo, modulado de forma senoidal, e comparar a fase da onda emitida, com a fase da correspondente onda de retorno, proveniente do alvo. Um diagrama de blocos típico é mostrado na Figura 1.

O feixe de um emissor laser é modulado senoidalmente por meio de um modulador externo, ou mesmo na alimentação do laser, caso dos lasers semicondutores. O feixe é então colimado e enviado na direção do alvo. Uma pequena parcela do feixe transmitido é desviado para um sensor de referência, fase 0°. A luz refletida pelo alvo é captada através do telescópio coletor e dirigido ao sensor principal, onde o sinal é então amplificado, filtrado, e a sua fase é comparada com a referência.

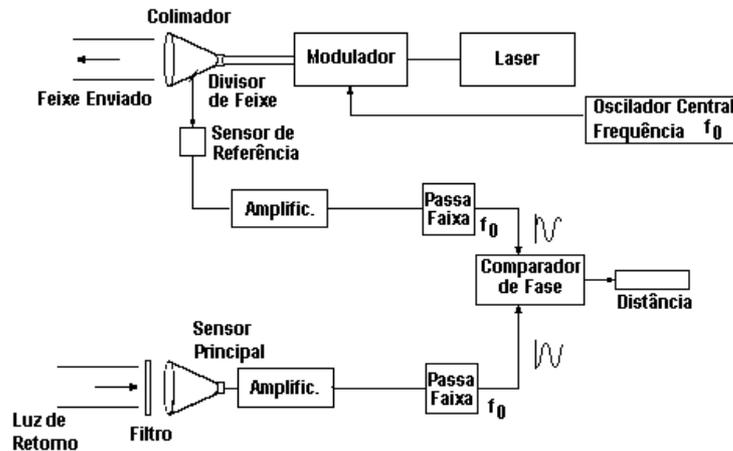


Figura 1. Medidor de distância por comparação de fase (Stefani, 1995).

Se a modulação for efetuada na frequência f , pode-se associar um comprimento de onda de modulação L :

$$L = \frac{c}{f} \quad (1)$$

Onde c é a velocidade da luz no meio. Desta forma, se a distância percorrida for um múltiplo de L , as ondas terão a mesma fase, $\Delta\phi = 0$. No entanto, caso a distância não seja múltiplo, existirá uma diferença de fase $\Delta\phi$, correspondente a uma distância percorrida excedente d . Assim, pode-se estimar que a distância total é:

$$D = \frac{c}{f} \left(\frac{n}{2} - \frac{\Delta\phi}{4\pi} \right) \quad (2)$$

Unicamente pela comparação de fase $\Delta\phi$ não é possível determinar n e conseqüentemente D . Por esta razão, nos medidores comerciais a frequência de modulação f é alterada periodicamente em 2 ou 3 valores distintos de maneira que, através de processamento matemático se encontre uma solução única de $(n, \Delta\phi)$

Algumas peculiaridades deste método, são:

- Devido a modulação do laser ser em uma frequência fixa, não é necessário que a banda de passagem do circuito amplificador seja muito grande, permitindo o uso de filtros sintonizados estreitos. Assim, o nível de ruído captado é menor, viabilizando a utilização de Laser de pequena potência (Stefani, 1995). Para distâncias de até 20m, é comum uso de Lasers com potências ao redor de 10 mW (Chappel, 1978).
- Devido à indeterminação de n , os sistemas mais simples podem ser “enganados”, dependendo da refletância do alvo e da sua distância. Nestes casos, normalmente, são usados 2 ou 3 frequências básicas de modulação, de forma a determinar n . Por exemplo

no sistema laser HP 3850, as frequências usadas são de 15MHz, 375KHz e 3,75KHz permitindo medidas na ordem de 20m, 800m e 80Km respectivamente (Maillet, 1987).

- A velocidade de medida é proporcional a f , e a precisão é proporcional a capacidade de se determinar a diferença de fase $\Delta\phi$ existente. Para isto, tanto o amplificador do sensor de referência, quanto o amplificador do sensor principal, devem ter comportamento em fase muito parecido para evitar erros. Normalmente, são circuitos idênticos mantidos a uma mesma temperatura (Chappel, 1978).
- Para distâncias pequenas o valor de n é zero. Para distâncias ainda menores, o Δ é reduzido, o que dificulta sua detecção. Nestes casos se recorre ao esquema mostrado na figura 2.

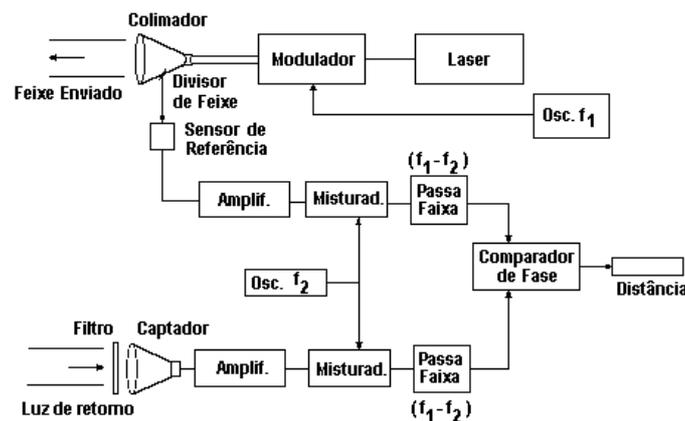


Figura 2. Medidor de distância por comparação de fase transportada (Stefani, 1995).

No esquema mostrado na figura anterior o laser é modulado numa frequência f_1 e enviado ao alvo. Uma fração do feixe refletido no alvo é captado pelo detetor 2. O sinal de cada detetor é misturado (modulado) por um outro oscilador f_2 . Neste ponto, devido a modulação, o sinal resultante possui frequência que é produto da diferença $f_1 - f_2$, ou seja, a frequência de batimento. As frequências f_1, f_2 são escolhidas de forma que a diferença $f_1 - f_2$ permita uma velocidade razoável de processamento. É importante notar que a frequência de batimento $f_1 - f_2$ contém a diferença de fase $\Delta\phi$.

Ao se “misturar” os sinais provenientes dos sensores, mantém-se a informação da defasagem $\Delta\phi$, porém numa frequência $f_1 - f_2$ muito menor, sendo mais fácil e precisa a medida resultante. Em alguns medidores comerciais, a frequência f_1 está em torno de 5 MHz e $f_1 - f_2$ em torno de 80 Hz, resultando num erro aproximado de 2 cm em uma distância de 16 metros (Chappel, 1978).

Como a velocidade de comparação de fase foi do valor correspondente à modulação f_1 para o valor da transportada $f_1 - f_2$, o circuito de detecção de fase é simplificado. Normalmente $f_1 - f_2$ fica na faixa de 60Hz a 4KHz, permitindo o uso de componentes de baixa frequência. A velocidade de medida, no entanto, é diminuída, o que limita o seu emprego em algumas áreas.

4. PRINCIPAIS RESULTADOS

Na montagem do projeto houve a necessidade de separar o *hardware* em módulos para minimizar a contaminação entre os geradores e os canais de amplificação, e o chaveamento da fonte. Tal procedimento também contribuiu para redução de ruídos, pois devido a alta

amplificação necessária para captar o sinal de retorno do alvo é necessário que a parte responsável pela captação do sinal fique blindada e isolada.

O equipamento é constituído por oito módulos:

- Módulo de emissão do laser - é responsável por gerar o sinal modulador, faz a modulação do laser e o controle de potência do mesmo.
- Módulo de captação do sinal - nesse bloco o sinal de retorno do alvo é captado e pré-amplificado.
- Módulo de amplificação - consiste em dois canais, um canal de referência e outro de medição, onde os sinais são modulados para baixa frequência e posteriormente amplificados e digitalizados. Os canais são implementados de forma idêntica para evitar desvio de fase e distorções na medida.
- Módulo digital - faz o processamento da diferença de fase retornando como resultado a medida corrente da distância. Este módulo possui filtros matemáticos e operações de compensação de erros.
- Módulo de saída - recebe o sinal correspondente a medida do módulo digital e aciona saídas externas (*loop* de corrente e relês). Este módulo é necessário para poder-se efetuar a comunicação com outras máquinas industriais.
- Módulo da fonte - responsável pela alimentação de todo o equipamento, com entrada de tensão da rede (AC 220/110 V).
- Módulo óptico de captação - responsável pela captação dos sinais ópticos. Utiliza-se um conjunto de lentes para fazer com que este sinal de entrada concentra no sensor, aumentando assim, a potência luminosa sobre a área detectável do mesmo.
- Módulo óptico de emissão - composto pelo diodo laser e seu conjunto de lentes colimadoras. Foi desenhado para produzir um feixe laser com baixa divergência, suficiente para produzir um ponto luminoso a 20 metros menor que 5 mm.

Após a montagem do equipamento, foi necessário a realização de uma calibração onde por meio do *software* são definidos parâmetros para correção de *offset* na diferença de fase, no índice de propagação da luz, e na eliminação de erros introduzidos por ruídos. Este *offset* se faz necessário para ajustar o ponto origem de início da medição.

Além da calibração, o *software* tem como principais funções: controle dos sinais de saída, armazenamento de medidas, cálculo da área e volume de medidas armazenadas e filtro de medição, este último, para eliminação de medidas não coerentes.

A seguir é mostrado o gráfico do erro médio obtido por meio de 4 aquisições em cada distância. O Alvo foi deslocado entre 0.5m e 13m da bancada onde o medidor estava preso. A distância era levantada por intermédio de um interferômetro. A acurácia obtida foi de $2\sigma = \pm 142\text{mm}$, ainda superior ao desejado. Foi feito uma análise das causas e o resultado demonstrou que a interferência de ruído de fase ainda é elevado produzindo uma distância de calibração. Novamente os módulos eletrônicos estão sendo revistos com o intuito de diminuir estas influências. Numa segunda calibração a acurácia melhorou, foi obtido o valor de $2\sigma = \pm 60\text{mm}$.

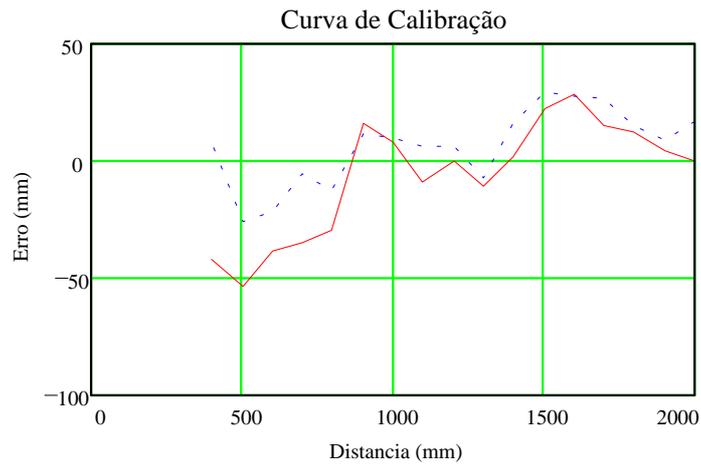


Figura 3 - Curva de Erro Versus Distância do Alvo, obtido pelo medidor de distância.

Na figura a seguir é exibido o formato final do medidor de distância por comparação de fase.



Figura 4 - Vista do medidor de distância por comparação de fase.

4.1 Dificuldades encontradas

Na implementação e calibração do medidor de distância a laser, algumas dificuldades foram encontradas. A seguir são citadas as mais relevantes:

- Por se trabalhar em alta frequência, os amplificadores e misturadores são extremamente sensíveis a problemas de terra e captação de ruídos espúrios. Por isto, todas as montagens foram previamente estudadas com o objetivo adequar as impedâncias nas linhas de alimentação e ao mesmo tempo isolar os circuitos com filtros.
- Os fios de envio de sinais inter-módulos devem ser sempre blindados e trançados para evitar acoplamentos.
- As impedâncias de entradas dos módulos amplificadores e misturadores devem ser sempre baixas e o acoplamento o mais próximo do ideal. Transformadores isoladores e casadores de impedância devem sempre ser utilizados.

- Os componentes típicos como resistores e capacitores devem ser especialmente especificados para possuírem a correta impedância em altas frequências. Capacitores eletrolíticos por exemplo, são inúteis para frequências acima de 100kHz
- Desenho do circuito impresso não foi trivial, demandando uma série de tentativas observando o melhor comportamento com relação a isolação de sinais e ruídos.
- Os osciladores se mostraram muito instáveis, fazendo com que a frequência central variasse o suficiente para causar séria dispersão dos resultados.
- Na parte óptica, houve problemas em ajustar a mesma com relação a mecânica. O posicionamento do sensor no ponto de foco do conjunto de lentes deve ser bem preciso para que não haja perdas de rendimento no acoplamento óptico-eletrônico.

5. CONCLUSÕES

Com a experiência obtida até o momento pode-se notar que existem certos cuidados que devem ser tomados. Constatou-se ainda a necessidade de certos instrumentos e ferramentas para que fosse possível determinar as causas de determinados problemas observados. Esta experiência motivou a programação de compra de certos instrumentos na fase de Engenharia de Produto.

As maiores dificuldades encontradas até o momento se relacionam com o uso de alta frequência, onde a equipe está adquirindo experiência bem como equipamentos e componentes mais adequados.

Por fim, os resultados técnicos obtidos com o projeto mostraram que o medidor é viável, funcionando razoavelmente mesmo com componentes e arquiteturas simplificadas. Acredita-se que com a aquisição de componentes mais adequados e com a experiência de “chão de fábrica” a ser adquirida em breve permitirá supor que futuramente o medidor terá um grande campo de aplicações no mercado industrial.

6. AGRADECIMENTOS

Este projeto tem o apoio da Fapesp dentro do programa de Inovação Tecnológica para Pequenas Empresas.

7. REFÊRENCIA BIBLIOGRÁFICA

Chappel, A.; Härtel, V., 1978, “Optoelectronics Theory and Practice”. McGraw-Hill Book Company.

Kingslake, R., 1983, “Optical System Design”. Orlando. Academic Press, Inc.

IEC 825-1, 1993, “Safety of laser products”. The European Standard EN 60825-1, BSI.

Luxon, J.T.; Parker, D.E. , 1985, “Industrial Lasers and their applications”. New Jersey, Prentice-Hall Inc.

Maillet, H. , 1987, “O Laser, Princípios e Técnicas de Aplicação”. São Paulo, Editora Manole Ltda.

Stefani, M.A., 1995, Medidores de Distância por Triangulação Laser. Tese de Doutorado, Instituto de Física de São Carlos, Universidade de São Paulo, outubro.

RESPOSTA DINÂMICA DE LINHAS PNEUMÁTICAS DE SENSORES PARA MEDIÇÃO DE PRESSÃO EM CÂMARAS DE COMBUSTÃO

Alessandro B. de S. Oliveira

Fernando J. R. Neves

João Nildo de Souza Vianna

Departamento de Engenharia Mecânica, Faculdade de Tecnologia - UnB

CEP 70910-900 Brasília - Brasil - E-mail : borges@enm.unb.br

Resumo

Este trabalho apresenta os resultados de testes experimentais feitos para avaliar os efeitos de adaptadores de sensor na medição dinâmica de pressão em cilindros de motores de combustão interna. O comportamento dinâmico de linhas de pressão de diferentes adaptadores são determinados usando um tubo de choque e uma câmara de abertura rápida como dispositivos de calibração. Os resultados são discutidos com relação a influência da linha de pressão nas medidas de pressão dinâmicas, quando são usados adaptadores para alcançar regiões de acesso difícil na máquina.

Palavras-chave : Calibração Dinâmica, medição de pressão, Motores de Combustão Interna

1. INTRODUÇÃO

A medida de pressão dinâmica é um dos meios mais eficientes para se avaliar os processos transientes que ocorrem no interior dos cilindros de motores de combustão interna. Estas medições permitem, tanto a simples análise termodinâmica do ciclo indicado bem como a avaliação de fenômenos mais complexos tais como os níveis e frequências de detonação.

As maiores dificuldades encontradas na determinação dinâmica destas pressões estão relacionadas com a operacionalização dos métodos de medição. Apesar de atualmente já existirem sensores capazes de resistir às severas condições de operação dos motores, verifica-se usualmente a influência conjunta de dois importantes fatores que dificultam o procedimento das medições.

O primeiro deles é a influência direta das altas temperaturas a que o sensor é submetido. Este fator, além do risco de dano ao sensor, pode comprometer sua linearidade e confiabilidade. Um segundo fator de dificuldade são as limitações geométricas do cabeçote do motor. O pouco espaço disponível dificulta a instalação do sensor de pressão diretamente em um furo que dê acesso à câmara de combustão de forma independente. Usualmente este problema é resolvido com a utilização de adaptadores de sensores que, nos motores do ciclo Otto, são instalados na vela de ignição. Em motores do ciclo Diesel, a observação das pressões no interior do cilindro exige a instalação de sensores no próprio cabeçote, através de um furo aberto especificamente para este fim.

Os adaptadores são elementos de ligação entre o sensor e o interior do cilindro gerando uma linha ou volume pneumático que acabam por interferir no pulso de pressão que efetivamente excita o sensor (Van, 1977). Esta interferência se acentua nas altas rotações, mascarando as medições e dificultando a identificação de importantes fenômenos da combustão (Brown 1967).

Como a influência das dimensões dos adaptadores, da composição dos gases e da temperatura ocorrem conjuntamente. Este trabalho busca através de ensaios dinâmicos, apresentar

alguns dos efeitos causados essencialmente pelas características geométricas do adaptador, eliminando-se assim os efeitos da temperatura e composição dos gases.

O objetivo deste trabalho é apresentar um estudo preliminar dos efeitos dinâmicos decorrentes da geometria dos adaptadores dos sensores de pressão, fornecendo bases para um maior aprofundamento nestes estudos, que são de fundamental importância para a determinação das pressões dinâmicas no interior de cilindros de motores de combustão interna.

Para a obtenção das características dinâmicas dos adaptadores, foram utilizados como dispositivos de calibração, um tubo de choque e um dispositivo de abertura rápida.

2. TUBO DE CHOQUE

O tubo de choque metrológico é um dispositivo gerador de ondas de choque utilizado como padrão para a calibração dinâmica de sensores de pressão ou temperatura de alta frequência, ou seja, de 150 Hz à 20 kHz (Damion, 1977).

Este aparato é constituído de dois tubos, tubo indutor e tubo induzido, separados por uma fina membrana. A figura 1 apresenta de forma esquemática os principais elementos de um tubo de choque e do sistema de aquisição de dados.

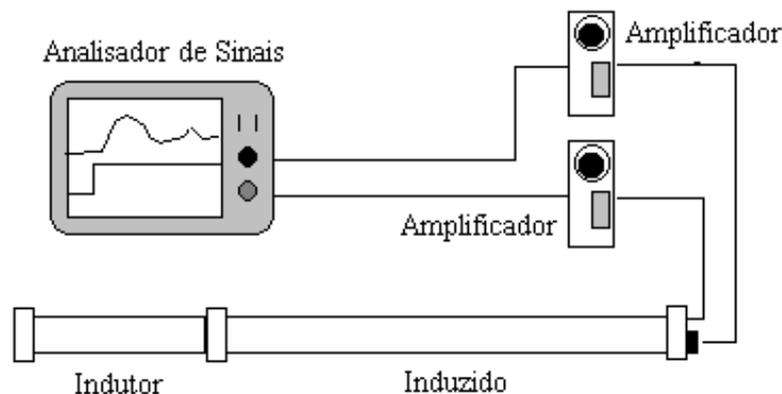


Figura 1 - Esquema de um Tubo de Choque metrológico

O conjunto é pressurizado de maneira que a pressão no tubo indutor seja maior que a pressão no tubo induzido. Com a ruptura da membrana, produz-se uma onda de choque que se propaga com velocidade supersônica em direção ao fundo do tubo induzido. Após da onda de choque o gás é colocado em movimento gerando uma superfície de separação que se desloca na mesma direção da onda de choque, com velocidade subsônica.

A onda de choque reflete-se no fundo do tubo induzido, gerando um degrau de pressão, para em seguida encontra-se com a superfície de separação, tornando a se refletir em direção ao fundo do tubo induzido.

O intervalo de tempo necessário para a onda alcançar a superfície de contato e retornar ao fundo do tubo caracteriza a região 5, figura 2, do diagrama de tempo por posição do tubo e define a duração do degrau de pressão gerado.

A posição de calibração utilizado foi o fundo do tubo induzido, no qual foram montados os sensores e adaptadores. O sensor instalado no fundo do tubo é submetido a um degrau de pressão de amplitude e duração muito bem controladas.

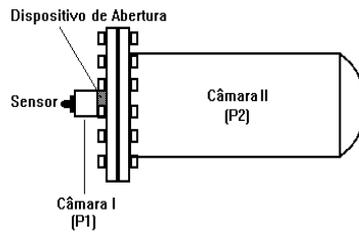


Figura 4 - Representação Esquemática do dispositivo de Abertura rápida.

4. RESULTADOS OBTIDOS

Os resultados mostram, para cada adaptador, o sinal obtido por um sensor de referência, que é instalado diretamente no dispositivo de abertura rápida ou no fundo do tubo de choque, e o sinal de sensor do mesmo tipo montado no adaptador com a linha pneumática.

Os adaptadores de pressão testados são mostrados nas figuras 5 à 8 .

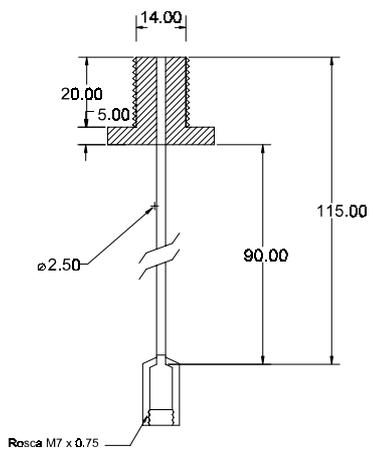


Figura 5 - Linha Pneumática longa.

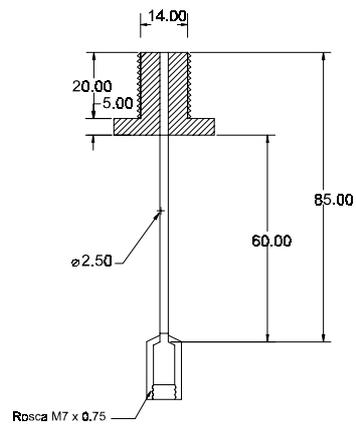


Figura 6 - Linha Pneumática Média

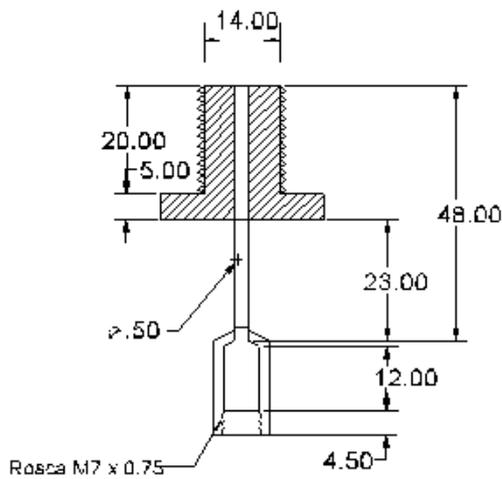


Figura 7 - Linha Pneumática Curta

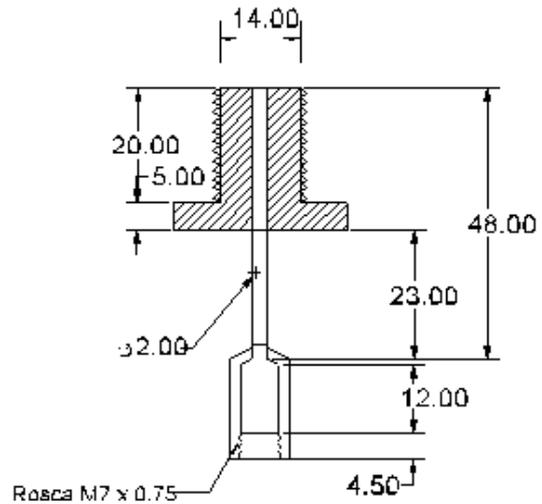


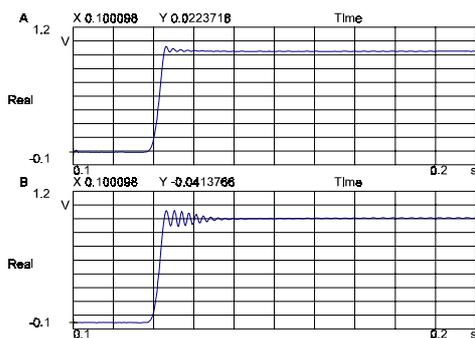
Figura 8 - Linha pneumática Curta e Fina

Para a realização dos ensaios foram utilizados dois sensores piezoelétricos Kistler modelo 6001A, e a aquisição dos sinais foi feita em um analisador de dinâmico de sinais HP 35665A.

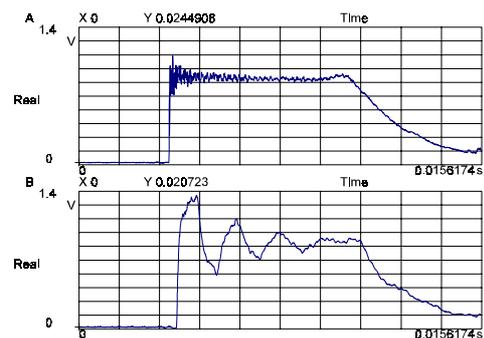
Todos os ensaios foram realizados em um temperatura controlada de 21°C, para que possa ser desconsiderada a influência da temperatura na comparação dos resultados apresentados.

Nas figuras 9 a 11 tem-se os resultados experimentais para as três primeiras linhas pneumáticas mostradas, nestas figuras são apresentados os sinais no domínio do tempo. Nas figuras o sinal do sensor de referência corresponde ao gráfico superior e aquele com a linha pneumática ao inferior.

Para o caso da linha curta e fina, na figuras 12 tem-se os resultados experimentais obtidos para este adaptador.

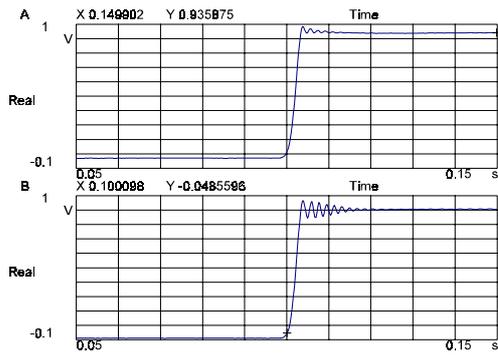


(a)

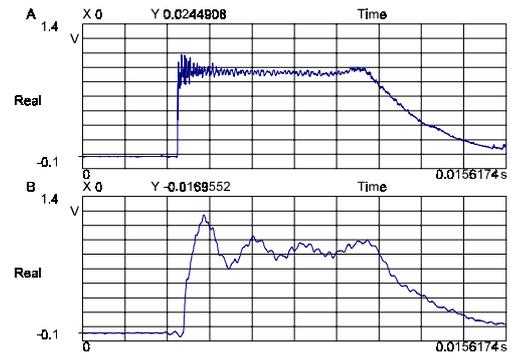


(b)

Figura 9 - Sinais no tempo para a linha pneumática longa ; (a) No DAR (b) No Tubo de Choque

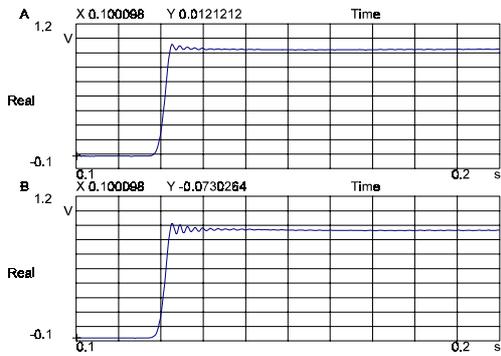


(a)

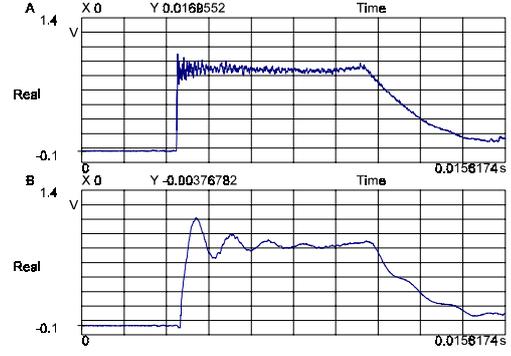


(b)

Figura 10 - Sinais no tempo para linha pneumática Média ; (a) No DAR (b) No Tubo

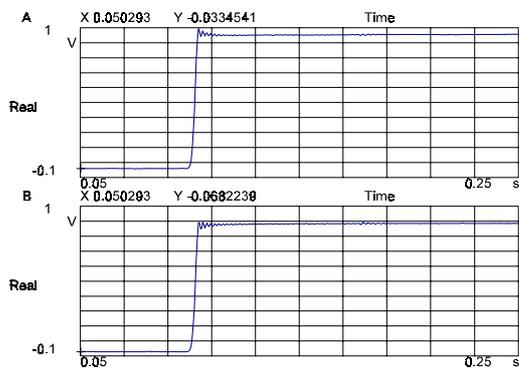


(a)

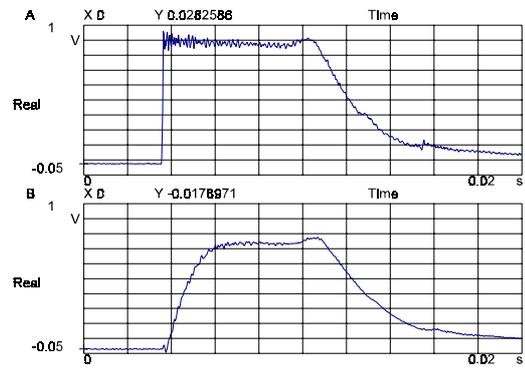


(b)

Figura 11 - Sinais no tempo para linha pneumática Curta ; (a) No DAR (b) No Tubo



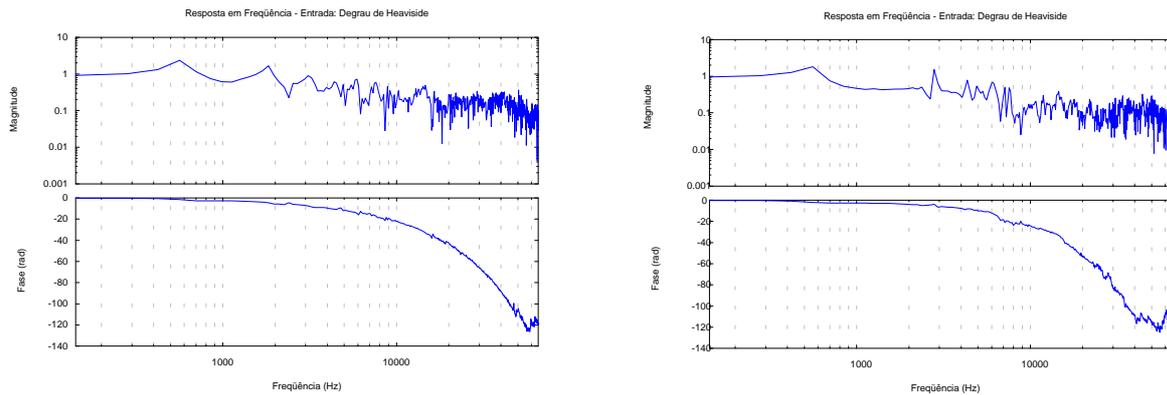
(a)



(b)

Figura 12 - Sinais no tempo para linha pneumática Curta e fina; (a) No DAR (b) No Tubo de choque

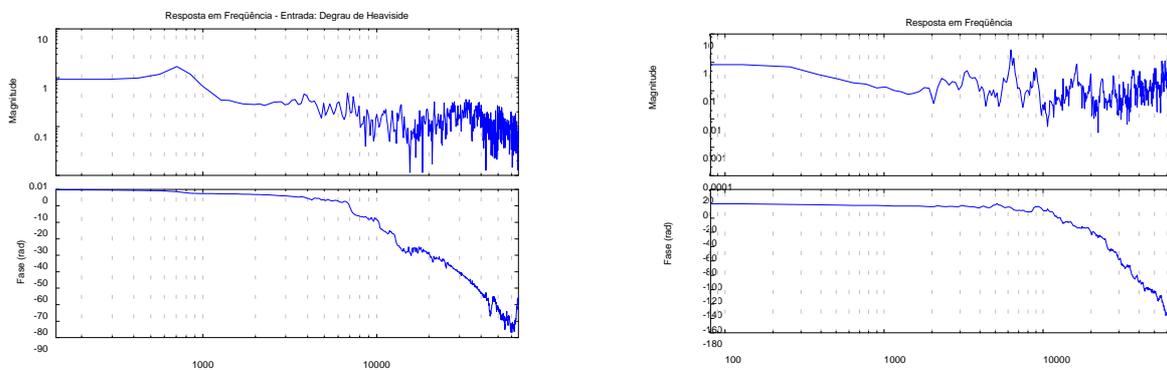
Nas figuras 13 e 14 tem-se as curvas de resposta em frequência para cada uma das linhas



(a)

(b)

Figura 13 - Curvas de Resposta em frequência: (a) Linha Longa (b) Linha Média



(a)

(b)

Figura 14 - Curvas de Resposta em Frequência: (a) Linha Curta (b) Linha Curta e Fina

5. CONCLUSÕES

Pode-se verificar que o principal efeito na medição de pressão são o aparecimento, nos sinais obtidos com o tubo de choque, e no caso dos sinais do DAR, de uma oscilação da pressão na cavidade pneumática onde está instalado o sensor. Um ligeiro aumento do tempo de resposta no caso do tubo de choque pode também ser observado

Verifica-se neste caso uma considerável alteração no sinal medido com a linha pneumática curta e fina, quando se utiliza como fonte do sinal o tubo de choque. A linha de pressão retarda o enchimento da cavidade na extremidade do adaptador em que o sensor é instalado. Por outro lado a linha pneumática não influencia a medida, quando a medição é realizada em frequências abaixo de 200 Hz. Portanto a utilização deste adaptador tem obvia limitação para o registro de sinais com variação muito rápida de pressão.

Como pode ser visto nos resultados mostrados, tem-se para os três primeiros adaptadores uma amplificação do *overshoot* do sinal de referência do dispositivo de abertura rápida de maneira inversamente proporcional ao comprimento da linha. No sinal obtido com o uso do tubo de choque também há um *overshoot* do sinal que se amortece com a diminuição da linha pneumática. Nas curva de resposta em frequência notam-se amplificações em torno de 500 a 700 Hz.

6 . REFERÊNCIAS

- Brown, W. L. - “Methods for evaluation Requirements and Errors In Cilinder Pressure Measurements” - SE, Paper, 670008, 1967.
- Damion, J. P. - “Moyens d'etalonnage Dynamique des Capteurs de pression - Bulletin d'informtion du Bureau National de Métrologie” - 1977.
- Van, Aken - “Adapter Errors In Indicator Diagrams of combustion Engines , IME- Inst. of Mechanical Engineering”- 1977.
- Berg, H. & Tijdeman, H. - “Theoretical and Experimental results for dynamic response of pressure measuring Systems“- Report NLR-TR F238.

DESENVOLVIMENTO DE SOFTWARE DE AQUISIÇÃO DE DADOS PARA BANCADA DE ENSAIOS EM MOTORES

Mauricio Silveira Toledo

Alessandro Borges de Sousa Oliveira

João Nildo de Souza Vianna

Universidade de Brasília, Faculdade de Tecnologia, Departamento de Engenharia Mecânica, 70910-900, Brasília, DF, Brasil. E-mail: borges@enm.unb.br

Resumo

O presente trabalho tem como finalidade o desenvolvimento de um novo software de aquisição de dados para a bancada de ensaios em motores de combustão interna disponível no LTMD. O programa, além de adaptar-se às necessidades crescentes dos experimentalistas nesta área, incorpora novas técnicas de tratamento para o sinal adquirido. Encontra-se em fase de validação um segundo protótipo do software, batizado com o nome de SIAD 98 (Sistema Integrado de Aquisição de Dados), que possui recursos para a captação de sinal com uma velocidade compatível com o hardware de aquisição, além de fornecer ferramentas para pós-processamento dos parâmetros adquiridos. O programa, desenvolvido em linguagem *Delphi*, conta ainda com a capacidade de fornecer resultados mais robustos através do cálculo das incertezas de medição, fator que o destaca mediante qualquer outro software semelhante. Testes realizados até o presente momento mostram que o aplicativo apresenta um grande potencial, em especial no campo metrológico, mas também como uma ferramenta extremamente poderosa para os pesquisadores do Laboratório.

Palavras-chave: software, incerteza, motores.

1. INTRODUÇÃO

O desenvolvimento tecnológico atual tem atribuído à medição e análise de grandezas experimentais uma importância cada vez maior. Através do grande desenvolvimento da informática e da instrumentação, a aquisição de dados de forma digital e o seu processamento por computador tornam-se muito frequentes.

O presente projeto apresenta o desenvolvimento de um novo software para aquisição de dados e controle automatizado da bancada de ensaios de motores de combustão interna. O programa, além de adaptar-se às necessidades crescentes dos experimentalistas nesta área, incorpora novas técnicas de tratamento para o sinal adquirido.

O aplicativo desenvolvido tem como objetivo possibilitar a aquisição e tratamento de dados em tempo real com velocidade adequada ao processo que se analisa, fornecendo ao usuário recursos de pós processamento, bem como aumentar o nível de automatização da bancada de testes. O software incorpora as seguintes características:

1. Realizar a aquisição e tratamento de dados *on-line*;
2. Armazenamento dos dados adquiridos em arquivos no padrão ASCII;
3. Gerar gráficos das variáveis envolvidas no teste (ABNT);
4. Suporte à impressão de resultados para emissão de laudos (ABNT);

5. Permitir que o programa possa ser executado em computador não interligado ao hardware de aquisição, fazendo do programa também um analisador.
6. Tratamento dos dados adquiridos, para melhoria da incerteza de medição, conforme está estabelecido na ISO TAG4/WG3 (norma para cálculo de incerteza de medição);
7. Capacidade de analisar motores que operam com duplo combustível;
8. Maior aproveitamento do conversor D/A disponível visando, entre outros, o controle do acelerador e da medição de consumo de combustível gasoso;
9. Incorporação de alertas sonoros quando o motor em teste atinge condições críticas;
10. Suporte para cálculo de parâmetros adicionais, como por exemplo o rendimento térmico de turbo compressores.

Os aspectos metrológicos foram tratados com rigor, e durante todo o transcorrer do projeto, na medida da disponibilidade de recursos, foi buscada a automação de todos os meios de ensaios disponíveis. Deste ponto de vista, a principal mudança em relação ao SIAD será que as variáveis passaram a ser médias das leituras, com um número de graus de liberdade de modo a permitir, para uma probabilidade de 95%, a menor incerteza de medição possível (ISO TAG4/WG3). Foi também motivo de atenção a integração dos diversos recursos instrumentais e sistemas computacionais já em operação no LTMD.

2. FACILIDADES EXPERIMENTAIS

O Laboratório de Termociências e Metrologia Dinâmica – LTMD – conta com uma moderna instrumentação e um parque de informática atualizado e ampliado recentemente, para adequá-lo tanto às atividades experimentais quanto à parte numérica que vem se desenvolvendo rapidamente.

O sistema completo de ensaio de motores é composto por um dinamômetro hidráulico marca *Schenk*, modelo 210 D, com capacidade de absorção de 600 Nm. Além das medidas de carga e rotação o sistema está instrumentado para medir 10 pontos de pressão estática e 16 pontos de temperatura. Estes dados são adquiridos por um Multiprogramador STD 85-MP que dispõe de um cartão conversor A/D rápido, um cartão A/D lento de alta resolução, três cartões com 16 relês cada, para multiplexação, e uma placa com conversor D/A de quatro canais. O consumo de combustível líquido é medido por meio de buretas calibradas, instrumentadas com termopar e fotoacopladores que informam ao sistema a temperatura do combustível e o início e término da medição. O banco de ensaios conta também com um sistema de medição de consumo de gás gravimétrico, controlado pelo Microcomputador através do conversor D/A do Multiprogramador. Todo o sistema é gerenciado pelo SIAD que disponibiliza em tempo real todas as informações do ensaio. Os conversores A/D e D/A têm resolução de 12 bits.

3. INSTRUMENTAÇÃO

Quando se realizam testes de motores, as grandezas de maior importância a serem anotadas são rotação e carga, seguidas pelo consumo de combustível e ar e pelas temperaturas e pressões em vários pontos do motor, acompanhadas das condições ambientais no local do ensaio.

3.1. Medição de carga

A medição da carga aplicada pelo motor é feita por uma célula de carga, que mede a força necessária para o dinamômetro da bancada de ensaios aplicar um determinado torque resistente sobre o motor.

A célula utilizada fornece um sinal CC de 5 V como fundo de escala. Este sinal fica

disponível na caixa de barramento analógico (CBA), sendo a conversão analógico-digital realizada pelo cartão A/D rápido.

O sinal digital é tratado no computador de forma que se obtenha o valor da carga aplicada ao motor pelo dinamômetro. Além disso, são realizados cálculos estatísticos de modo que se obtenha valores médios e uma incerteza de medição associada.

3.2. Medição de rotação

Esta tarefa é executada utilizando-se um transdutor de rotação, composto por uma roda dentada e por um sensor eletromagnético que envia pulsos a cada passagem de um dente específico da mesma. A taxa de emissão de pulsos emitidos pelo sensor é transformada num sinal CC de 10 V, sendo esta a saída do transdutor.

3.3. Medição do consumo de combustível

O combustível utilizado pelo motor pode ser líquido, gasoso ou misto, assim sendo existem dois dispositivos para medição de consumo.

Combustível líquido. São utilizadas duas buretas devidamente calibradas e ligadas em série. Essas buretas contêm três detetores óticos localizados: um imediatamente antes, um entre ambas e o terceiro imediatamente após. Pela disposição deles, a marca de saída da primeira bureta corresponde a de entrada da segunda. Existe ainda um termopar conectado para medir a temperatura do combustível.

Cada um dos detetores é composto por um emissor e um receptor infravermelho, colocados um de frente para o outro. Se não houver líquido no tubo de vidro onde o detetor é colocado, o receptor capta o sinal do emissor e o dispositivo envia um sinal “0” para a interface paralela do multiprogramador. Caso haja algum líquido no tubo, este refrata o sinal do emissor, evitando assim que o receptor capte o sinal correto e, neste caso, um sinal “1” é enviado à interface paralela.

Captando-se o instante em que o nível do combustível passa por cada um desses pontos e conhecendo-se o volume de cada bureta, o consumo (volumétrico) é obtido dividindo-se o volume de cada bureta pelo tempo decorrido entre a passagem do nível de combustível por dois detetores. Este consumo é multiplicado pela densidade do combustível (que é corrigida pela temperatura) obtendo-se assim o consumo em massa.

Combustível gasoso. A medição do consumo de combustível gasoso é feita utilizando-se uma balança especialmente desenvolvida para pesar um cilindro auxiliar contendo gás combustível. Quando o modo de medição de consumo é ativado, o computador comanda o fechamento de uma válvula solenóide cortando o fluxo de gás proveniente do reservatório principal. O motor passa então a ser alimentado pelo cilindro auxiliar o qual é fixo no braço de uma balança. Medindo-se a variação do peso do cilindro num determinado intervalo de tempo obtém-se o consumo em massa diretamente.

3.4. Medição das temperaturas

Os sensores utilizados para medir as temperaturas do motor são termopares do tipo K (Cromel-Alumel). Eles são divididos em dois grupos: para medição de temperaturas abaixo de 200 °C e para medição de temperaturas acima de 200 °C.

Um termômetro de platina mede a temperatura da caixa de barramento analógico onde estão conectados os termopares. Sabendo-se a temperatura da CBA, utiliza-se a equação

inversa de calibração dos termopares com o intuito de se obter a tensão de referência relativa a 0 °C para o termopar do tipo K. A transformação para temperatura é feita pelo computador a partir da equação de conversão do termopar. A tensão utilizada para realizar este cálculo é a soma da tensão gerada pelo termopar com a tensão de referência. Neste caso também é empregado o tratamento estatístico já mencionado anteriormente para o cálculo de valores médios e da incerteza associada.

As curvas de conversão dos termopares são diferenciadas no sentido de se obter equações mais lineares para a faixa de medição. Um aspecto importante é que cada termopar terá sua própria curva.

3.5. Medição das pressões

As pressões tomadas diretamente do motor são medidas através de um sensor de pressão absoluta, que envia uma tensão para o multiprogramador na faixa de 3 a 5 V. O sensor apresenta uma escala variando de 0 a 5 bar. Aqui também ocorre o cálculo de valores médios e incertezas.

Uma placa de orifício, localizada na entrada da caixa de amortecimento do ar que abastece o motor, é usada para medir a demanda de ar. A diferença de pressão na placa é medida através de um manômetro de coluna d'água inclinado ligado a um Tubo de Pitot localizado na entrada da caixa. Este dado entra no sistema de aquisição manualmente direto pelo teclado do computador.

4. O SOFTWARE

O software foi desenvolvido na linguagem *Delphi* (*Borland Delphi*) em sua versão de 16 bits. A escolha desta linguagem específica deve-se ao fato de que a versão anterior do programa foi desenvolvida em Turbo Pascal 6.0, assim sendo, várias rotinas antigas puderam ser aproveitadas. A grande vantagem desta nova linguagem é que, por tratar-se de um sistema POO (Programação Orientada a Objeto), dispõe-se de uma ferramenta extremamente poderosa, desenvolvida para aproveitar ao máximo os recursos disponíveis no ambiente operacional *Windows*, permitindo que se construa um software robusto e bastante amigável para qualquer usuário.

Outro aspecto muito importante é a consideração de que este programa naturalmente estará sujeito a alterações futuras, quer devido a mudanças no hardware de aquisição de sinal ou por mudanças na instrumentação da bancada. Lembrando dessas possibilidades, o programa foi desenvolvido em módulos de tal forma que se possa fazer alterações em certos setores sem a necessidade de mexer no sistema inteiro.

O software é dividido em dois módulos básicos que são gerenciados por uma unidade principal. Cada módulo tem uma função distinta e independente, podendo ser analisados isoladamente.

4.1. Módulo de Configuração

Este módulo é dividido em duas partes: a configuração de baixo nível e a de alto nível.

Configuração de Baixo Nível. Essa configuração determina a maneira de acessar cada instrumento; ela é relacionada com a disposição dos mesmos na caixa de barramento analógico e com a forma estabelecida para o funcionamento do hardware de aquisição. Trata-se de uma configuração interna que é realizada pelo próprio código do programa, ou seja, o hardware de aquisição é uma “caixa preta” para o usuário. Podem ser alterados os valores de certas constantes, a inicialização de certas variáveis e, eventualmente, funções de conversão

de valores do sinal de entrada para grandezas físicas.

Configuração de Alto Nível. A configuração de alto nível é realizada pelo usuário no ambiente do software. Aqui, o que interessa é a disposição dos instrumentos no motor, ou seja, é informado o número de instrumentos utilizados, qual o tipo de cada um e em que parte do motor eles estão conectados. Desta forma, deve-se especificar quais termopares estão ativos, suas respectivas faixas de operação, o ponto onde estão ligados e os pontos de tomada de pressão. Nesta configuração também devem ser informados os dados relativos as características do motor: marca, modelo, combustível, alimentação, cilindrada e demais informações necessárias. Uma função extremamente importante implementada neste bloco é a possibilidade do usuário entrar com uma nova curva de conversão para qualquer instrumento. Esse recurso permite que as atualizações dos parâmetros de cada instrumento sejam rapidamente implementadas, sem a necessidade de se mexer no código do programa. Outro aspecto fundamental é que além dos coeficientes da equação de conversão em si, deve ser informada também a incerteza associada a esta curva que, conforme está especificado, constará como um dado de avaliação tipo B e será utilizada no cálculo global da incerteza.

4.2. Módulo de Aquisição

Esta parte do programa gerencia todo o processo de aquisição de sinal. Em termos gerais esse módulo executa a seguinte sequência de eventos:

1. Seleciona o instrumento a ser lido;
2. Fecha o relê referente ao instrumento que se deseja ler enviando uma cadeia de comando ao multiprogramador;
3. Acessa o instrumento desejado informando ao multiprogramador o cartão, o modo e o canal a ser lido;
4. Lê a informação disponível no endereço acessado;
5. Converte o valor lido, que vem na forma octal, para a base decimal e posteriormente para tensão elétrica relacionada ao sinal proveniente do transdutor;
6. Converte o valor da tensão elétrica para uma grandeza física correspondente através das curvas de conversão;
7. Realiza os cálculos estatísticos para obtenção de valores médios e incertezas associadas, de maneira que são estes que chegam ao usuário através da tela do programa e que são armazenados em arquivo quando comandado.

4.3. O Ambiente do Programa

O programa apresenta uma interface para o usuário bastante amigável, formada por menus, submenus, botões, janelas, etc., sendo que a operação pode ser feita através de *mouse* ou teclado obedecendo os padrões do ambiente *Windows*. A tela inicial do programa apresenta, na parte superior, o menu principal; a parte central, a princípio, não possui nenhum componente de importância e, na parte inferior direita, localiza-se o botão que inicia a aquisição de dados e chama a tela principal. A seguir é descrito o funcionamento dos dois principais módulos mencionados na seção anterior.

Configuração (Alto Nível). Este módulo permite ao usuário entrar com as informações iniciais sobre o ensaio, compreendendo as características do motor a ser testado e as informações referentes aos instrumentos que serão utilizados. A janela correspondente a este bloco apresenta três páginas independentes:

- **Dados do Motor.** Nesta página o usuário fornece as informações relativas ao motor que será testado. É importante que estes dados sejam digitados corretamente, pois os campos referentes ao combustível, taxa de compressão, diâmetro e curso do cilindro

serão utilizados para cálculos posteriores.

- Termopares. Nesta página o usuário deverá especificar os locais no motor onde estão instalados os termopares, bem como a faixa de operação de cada um deles (em termos de temperatura). A entrada dos valores que definem a faixa de operação de cada termopar deve ser feita com extremo cuidado, porque um valor incorreto destes parâmetros pode acarretar uma mensagem de erro durante a aquisição de sinal, mesmo com o instrumento funcionando corretamente.
- Sensores de Pressão. Tendo em vista que existe um único sensor de pressão, o usuário deve fornecer apenas os locais do motor onde são realizadas as medições, não há necessidade de informar qualquer faixa de operação já que todas as pressões são tomadas pelo mesmo instrumento.

A outra maneira de se configurar o ensaio é através de um Arquivo de Configuração pré-existente (uma configuração salva pelo usuário em algum teste anterior). Um arquivo pode ser automaticamente carregado e a aquisição de dados pode ser iniciada imediatamente, sem a necessidade de se chamar a tela de configurações.

As informações metrológicas referentes aos instrumentos são fornecidas ao programa através de uma outra janela. Neste formulário devem ser informadas as equações de conversão dos instrumentos e as respectivas incertezas associadas a cada aproximação. Quando o usuário pressiona o botão “OK” desta janela, as informações são registradas e imediatamente salvas no arquivo “Metrol.mtr”. Sempre que o programa é inicializado, automaticamente ele procura este arquivo e, caso não o encontre, alerta ao usuário, que deverá executar o procedimento descrito anteriormente para que o mesmo seja criado.

Um aspecto importante é que, uma vez existindo o arquivo “Metrol.mtr” no diretório onde o programa está sendo executado, o usuário somente deve chamar a janela de configurações metrológicas se alguma equação de conversão de instrumento foi modificada.

Aquisição. Este é o módulo principal do programa. Ele é acessado quando o usuário pressiona o botão “Iniciar Aquisição” na tela inicial. Aqui surge a janela central do programa, onde são disponibilizados todos os recursos para comandar a aquisição de sinal e realizar o tratamento de dados. A janela de aquisição possui um bloco com três páginas, onde são mostrados os dados *on-line*, uma barra de ferramentas na parte superior, e um conjunto de caixas de edição situadas à direita onde são mostrados continuamente valores como data e hora, tempo de teste, rotação do motor, carga, etc.. A barra de ferramentas possui sete botões que fornecem acesso a todos os recursos disponíveis durante a aquisição. Abaixo segue-se a descrição destes componentes.

- Sair. Este botão encerra a aquisição de dados; quando pressionado a janela correspondente fecha automaticamente e o programa retorna para sua tela inicial.
- Consumo. Quando o usuário pressiona este botão, abre-se uma caixa de diálogo para configuração das opções relativas a medição de consumo. Nesta etapa deve ser informado qual o tipo do combustível monitorado (líquido ou gasoso); se for combustível líquido é preciso escolher ainda a bureta a ser utilizada e o modo de medição (manual ou automático), no caso de combustível gasoso deve ser informado o intervalo de tempo que será considerado para o cálculo de consumo. O programa adota como valor inicial um intervalo de 60 s (caso o usuário não informe nada) entretanto, é necessário lembrar que este parâmetro depende muito do motor e de seu regime de funcionamento. Eventualmente, nos ensaios em motores de maior cilindrada, o intervalo de tempo deverá ser reduzido.
- Pressão. Este botão ativa o processo de leitura (semi-automática) das pressões. O usuário deve abrir a válvula referente ao local que deseja realizar a leitura, os valores serão mostrados na caixa de edição correspondente até que a tecla “Enter” seja pressionada. Quando isso ocorrer o valor da pressão ficará fixo, o foco de entrada de

dados passará para a próxima caixa de edição (ler a pressão em outro ponto do motor) e assim sucessivamente até que todos os pontos de leitura tenham sido varridos.

- Gravar. Quando este botão é pressionado todos os dados disponíveis no instante são gravados num arquivo em disco. Essa operação deve ser executada quando todos os dados de interesse forem adquiridos. A gravação de dados é o evento que marca o encerramento de uma corrida e a passagem para a seguinte.
- Voltar. Este botão possibilita ao usuário voltar para a corrida anterior e refazê-la.
- Rever. Esta opção tem o objetivo de permitir que o usuário reveja todas as corridas realizadas no ensaio, possibilitando ainda que se modifique ou cancele qualquer uma.
- Zerar. Este botão reinicializa o teste, limpando todos os dados que porventura já tenham sido armazenados (no teste atual) e sem apagar as configurações do sistema.

Ainda dentro do módulo de aquisição existe um outro aspecto importante a ser lembrado: a entrada manual de dados. Os valores de temperatura de entrada e saída da água de arrefecimento, pressão do óleo, pressão atmosférica e variação de altura no manômetro inclinado de coluna d'água (utilizado para cálculo da vazão de ar que alimenta o motor) devem ser informados manualmente via teclado. Os dois últimos valores são de extrema importância, porque entram no cálculo de parâmetros de interesse do ensaio. A figura abaixo mostra uma das janelas de aquisição.

The screenshot displays the 'SIAD 98 - Aquisição' software window. At the top, there are buttons for 'Sair', 'Consumo', 'Pressão', 'Gravar', 'Voltar', 'Rever', and 'Zerar'. Below these, there are tabs for 'Resultados - 2' (Temperaturas [°C]), 'Pressões (bar)', and 'Resultados - 1'. The 'Resultados - 1' tab is active, showing two columns: 'Parâmetros' and 'Fórmulas'. The 'Parâmetros' column lists various engine metrics with their values and error margins, such as 'Momento corrigido [N.m]' at 68 ± 0.8 and 'Potência efetiva corrigida [Kw]' at 14 ± 0.17. The 'Fórmulas' column shows calculated values like 'Potência efetiva [cv]' at 17 ± 0.21 and 'Torque [kgf.m]' at 6.1 ± 0.072. On the right side, there are input fields for 'Motor' (Fiat), 'Teste' (Vel. variável), 'Arquivo de dados' (C:\SIAD\SIAD2\MILLE.), 'Corridas' (1), 'Data/hora' (07/21/1999 15:03:47), 'Rotação [RPM]' (2017 ± 7.242), 'Carga [Kgf]' (8.5 ± 0.12), and 'Tempo de corrida' (00:02:20). At the bottom, a status bar indicates 'Realizando aquisição de dados.'

Figura 1. Janela de aquisição “Resultados 1”.

Uma outra função, que deve ser realizada durante a aquisição de dados, é a emissão de alertas sonoros e visuais quando o motor em teste atinge condições críticas de funcionamento. Estes avisos devem ser originados através da monitoração da pressão do óleo e das temperaturas do fluido de arrefecimento. Como foi dito anteriormente, estas variáveis não são

adquiridas de maneira automática e, assim sendo, enquanto sua leitura permanecer deste modo, o dispositivo de segurança não apresentará uma eficácia adequada.

Gráficos. Este é o quarto módulo do programa, cumprindo a importante função de permitir a visualização dos resultados do teste ativo bem como a comparação entre testes diferentes. O módulo deve ser acessado através do item “Gráficos”, localizado no menu principal. Aqui, a princípio, são disponibilizadas duas escolhas para o usuário:

- Teste Ativo. Através desta opção surge uma caixa de diálogo onde o usuário informa o tipo de teste (velocidade constante ou variável), para definição do eixo das abscissas (rotação ou posição de borboleta), a variável que se deseja plotar (pode ser qualquer uma envolvida no teste) e se o gráfico deve ou não mostrar a incerteza associada.
- Comparativo. Uma possibilidade bastante interessante. Aqui é permitida a construção de gráficos com curvas de testes diferentes. Todas as variáveis que forem comuns a até três testes são disponibilizadas para gráficos comparativos. Aqui também é possível escolher se a incerteza deve ou não ser mostrada.

O gráfico gerado pelo programa apresenta uma estrutura bastante peculiar, possuindo uma barra de ferramentas própria. Através dela é possível mostrar ou não linhas de grade nas direções horizontal e/ou vertical, mudar o tipo de gráfico (cores e tipos das linhas), mostrar ou não os pontos experimentais e ainda imprimir o gráfico de maneira independente.

5. CONCLUSÃO.

O grande trunfo deste software é, sem dúvida, o levantamento das incertezas associadas a todos os parâmetros medidos e calculados. Todos os valores mostrados nas telas do programa, e posteriormente armazenados em disco, são médias das leituras e possuem um valor de incerteza associado que será obtido de acordo com as especificações da ISO TAG4/WG3.

A disponibilização automática deste parâmetro tão importante para aqueles que trabalham na área experimental constitui uma ferramenta extremamente poderosa para explicar, por exemplo, fenômenos de oscilação nas medidas, muito comuns em ensaios de motores. Outra vantagem do cálculo da incerteza é a possibilidade de se avaliar o sistema de medição como um todo, permitindo, através de uma análise criteriosa, que o experimentalista identifique qual parte do sistema está gerando maiores incertezas, e assim direcionar todos os esforços de otimização justamente sobre esses módulos mais deficientes.

Outro aspecto importante relativo a parte de incertezas, é que o software apresenta flexibilidade para atualização das curvas de calibração dos instrumentos disponíveis na bancada de ensaios. Considerando que os instrumentos devem ser calibrados periodicamente, seria extremamente incômodo alterar o código do programa para atualizar essas curvas.

REFERÊNCIAS

- Bentley, John P., 1988, “Principles of Measurement Systems”, John Wiley & Sons;
- Vassos, Basil H., EWING, Galen W., 1985, “Analog and Digital Electronics for Scientists”, Third Edition, John Wiley & Sons;
- ISO TAG4/WG3 – “Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement”, 1993;
- ABNT, 1982, “NBR 5477 – Apresentação de Desempenho de Motores Alternativos de Combustão Interna”, Associação Brasileira de Normas Técnicas;
- ABNT, 1985, “NBR 5484 – Motores Alternativos de Combustão Interna de Ignição por Compressão ou Ignição por Centelha de Velocidade Angular Variável – Ensaio”, Associação Brasileira de Normas Técnicas.

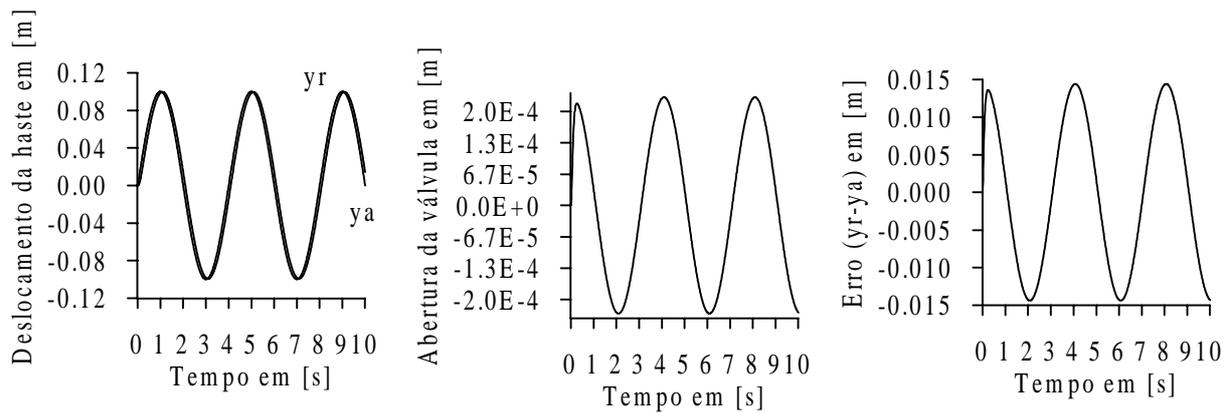


Figura 6. Deslocamento da haste do pistão, abertura da válvula e o erro de acompanhamento.

6. CONCLUSÕES

O controlador projetado pela técnica LQG em cascata com a planta resultou num sistema que apresentou bons resultados uma vez que as especificações de desempenhos no domínio do tempo e no domínio da frequência foram satisfeitas. Verificou-se que o sistema apresentou uma boa robustez com relação ao acompanhamento dos sinais de referência.

8. BIBLIOGRAFIA

- Ackermann, J., 1993, “Robust Control Systems With Uncertain Physical Parameters”, 3^a Ed., Springer – Verlag London Limited.
- Basar, T., Bernhard, P.H., 1995, “Optimal Control and Related Minimax Design Problems”, 2^a Ed., Birkhäuser Boston.
- Cruz, J.J., 1996, “Controle Robusto Multivariável”, Ed. Universidade de São Paulo, S. Paulo, Brasil.
- Feinstein, J., 1979, “Teoria dos Sistemas de Controle Enfoque por Variáveis de Estado”, Rio de Janeiro, Ed. Campus Ltda.
- Lewis F.L., Syrmos V. V., 1995, “Optimal Control”, 2^a Ed, New York, Ed. John Wiley & Sons, Inc.
- Kuo, B.C., 1985, “Sistemas de Controle Automático”, 4^a Ed., Rio de Janeiro, Ed. Prentice Hall do Brasil.
- Merrit, H. E, 1976, “Hydraulic Control Systems”, New York, Ed. John Wiley & Sons, Inc.
- Ogata, K., 1993, “Engenharia de Controle Moderno”, 2^a Ed., Rio de Janeiro, Ed. Prentice Hall do Brasil.
- Paim, C.C., 1997, “Técnicas de Controle Aplicadas a um Atuador Hidráulico”, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, S.C., Brasil.
- Shahian, B., Hassul, M., 1993, “Control System Design Using Matlab”, Rio de Janeiro, Ed. Prentice Hall.
- Skogestad, S., Postlethwai T.I., 1996, “Multivariable Feedback Control Analysis and Design”, New York, Ed. John Wiley & Sons, Inc.
- Zhou, K., Doyle, J.C., Glover, K, 1995, “Robust and Optimal Control”, New Jersey, Ed. Prentice Hall.

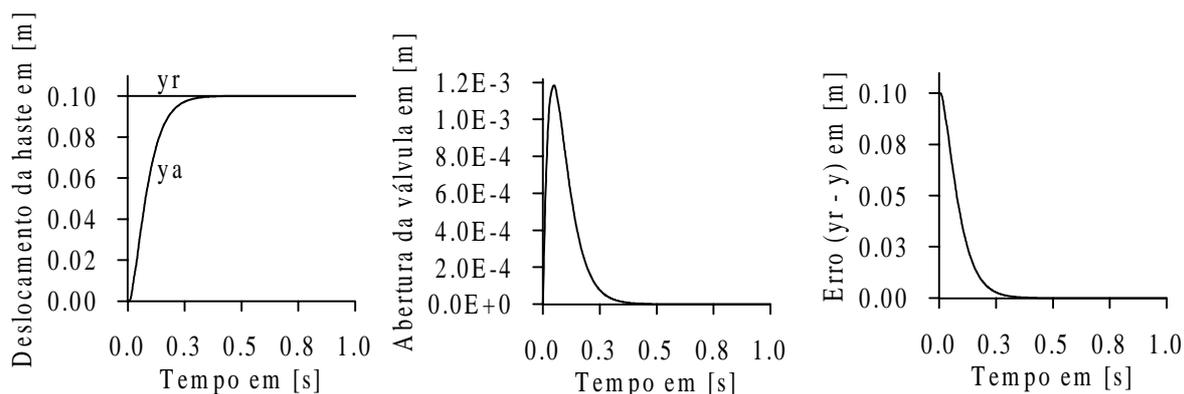


Figura 4. Deslocamento da haste, abertura da válvula e o erro de acompanhamento para uma entrada degrau.

5. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para avaliar o acompanhamento de sinais de referência utilizou-se uma função polinomial e uma senoidal, ambas com amplitude máxima de 0,1m, conforme abaixo:

Função polinomial:

$$y_r(t) = \begin{cases} 0,3t^2 - 0,2t^3 & \text{para } 0 \leq t \leq 1s \\ 0,1 & \text{para } 1 < t \leq 10s \end{cases} \quad (15)$$

Função senoidal:

$$y_r(t) = 0,1 \cdot \text{sen}(0,5 \cdot \pi \cdot t) \quad \text{para } 0 \leq t \leq 10s \quad (16)$$

A fig.(5) mostra os resultados para a entrada de referência polinomial definida pela eq.(15). A abertura da válvula máxima foi de $2,2 \times 10^{-4}$ m com um erro máximo de acompanhamento de sinal igual a $13,4 \times 10^{-3}$ m. A fig.(6) apresenta os resultados para a entrada de referência senoidal definida pela eq.(16). A abertura máxima da válvula foi igual a $2,3 \times 10^{-4}$ m para um erro máximo de acompanhamento de sinal de $14,1 \times 10^{-3}$ m.

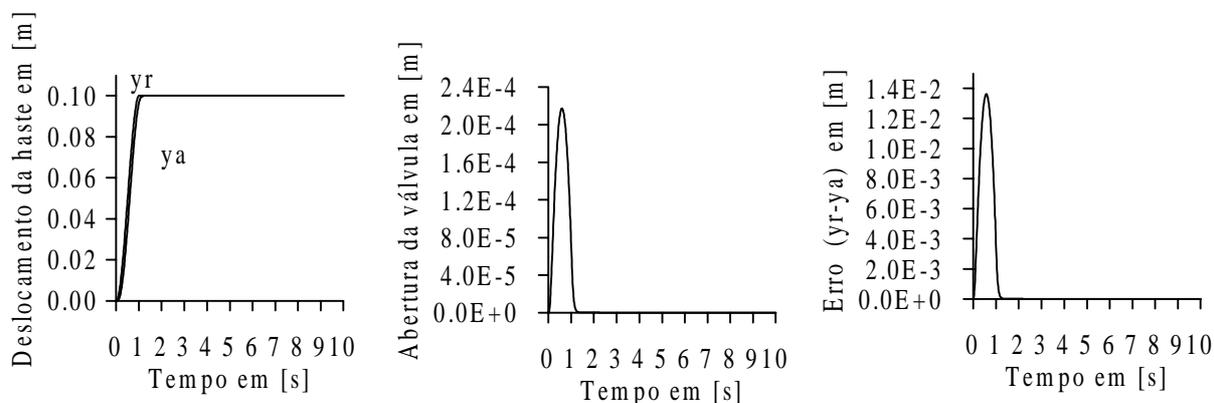


Figura 5. Deslocamento da haste do pistão, abertura da válvula e o erro de acompanhamento.

condições de desempenho e a variável de controle u não excedesse a $1,2 \times 10^{-3}$ m. Os melhores resultados foram obtidos considerando-se $Q = 1 \times 10^{-3} \times C^t \times C$ e $R=0,9$, onde $C=[1 \ 0 \ 0]$. A matriz de ganho de realimentação calculada foi: $G = [3,3 \times 10^{-2} \ 2,8 \times 10^{-5} \ 7,2 \times 10^{-12}]$.

Com esses resultados verificou-se que os zeros do controlador $K(s)$ cancelam alguns pólos da planta $G(s)$, conforme quadro resumo apresentado na tabela(2).

Tabela 2. Pólos, zeros e ganho da planta, do controlador, do sistema de malha aberta e do sistema de malha fechada.

Sistema	Pólos	Zeros	Ganho
Modelo da planta " G(s) "	0 -8,32 ± 2,40e +02i	-----	3,91e +07
Controlador " K "	-4,43e +01 -1,40 ± 2,42e+02i	-8,32 ± 2,40e + 02i	7,33e - 01
Malha Aberta " GK "	0 -4,43e +01 -1,40 ± 2,42e +02i -8,32 ± 2,40e +02i	-8,32 ± 1,66e +02i	2,87e +07
Malha fechada GK / (1+GK)	-2,24e +01 -2,20e +01 -13,94 ± 2,41e +02i -8,32 ± 2,40e +02i	-8,32 ± 1,66e +02i	2,87e +07

O diagrama de Bode para o sistema compensado de malha aberta está mostrado na fig.(3). A margem de ganho, a margem de fase, a frequência de corte de fase e a frequência de corte foram respectivamente: 28,9db; 76°; 185,7rad e 10,8rad. A fig.(4) mostra o deslocamento do pistão, a abertura da válvula e o erro de acompanhamento de sinal para uma entrada de referência igual a um degrau unitário de amplitude 0.1m. Verifica-se que o tempo de subida igual a 0,15s com um tempo de acomodação foi igual 0,5s e não apresentou sobre elevação.

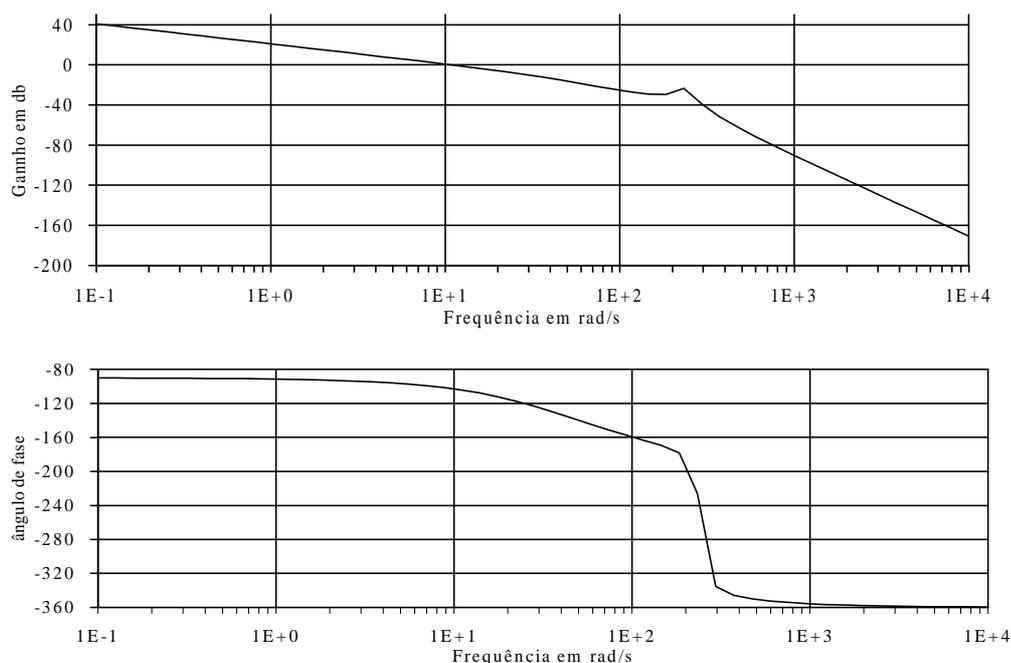


Figura 3. Diagrama de bode para o sistema de malha aberta.

$$E[wx(t)] = 0 \text{ e } E[wy(t)] = 0 \quad (9.1)$$

$$E[wx(t)wx(t+\tau)] = Q_o \delta(t-\tau) \quad (9.2)$$

$$E[wy(t)wy(t+\tau)] = R_o \delta(t-\tau) \quad (10.1)$$

$$E[wx(t)wy(t+\tau)] = 0 \text{ para todo } t \text{ e } \tau \quad (10.2)$$

O problema consiste em estimar x de forma que a variância do erro $e_x = x - \hat{x}$ seja minimizado. Este problema consiste em se determinar um estimador ótimo (Filtro de Kalman) e requer que o par (A, C) seja observável.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + H(y - c\hat{x}) \quad (11.1)$$

$$H = \Psi C^t R^{-1} \quad (11.2)$$

a matriz Ψ é determinada da solução da equação de Riccati abaixo:

$$A\Psi + \Psi A^t + \Gamma Q_o \Gamma^t - \Psi C^t R_o^{-1} C \Psi = 0 \quad (12)$$

onde a matriz Q_o é positiva semi-definida e a matriz R_o é positiva definida. Para iniciar a estimativa, a princípio pode-se considerar $Q_o = I$, $\Gamma = B$, e variar R_o até que uma matriz H , que minimize o erro e_x , seja obtida de forma satisfatória. No ramo direto, a relação entre y e u é: $u(s) = K(s).y$, onde $K(s)$ é matriz de transferência do controlador

$$K(s) = G(sI - A + BG + HC)^{-1} H \quad (13)$$

Para uma entrada de referência $y_r \neq 0$, sugere-se que na fig.(2) que os estados estimados \hat{x} sejam substituídos pelas variáveis z , que possuem as mesmas dimensões de x do modelo nominal. Fazendo-se uma transformação de similaridade da forma $\Omega = x - z$, a equação de estado do sistema definida pelas eq's(5) resulta na seguinte forma:

$$\begin{Bmatrix} \dot{\hat{x}} \\ \dot{\Omega} \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} (A - BG) & BG \\ 0 & (A - HC) \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x \\ \Omega \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} \Gamma \\ \Gamma \end{Bmatrix} wx + \begin{Bmatrix} 0 \\ -H \end{Bmatrix} wy + \begin{Bmatrix} 0 \\ H \end{Bmatrix} y_r \quad (14.1)$$

$$\begin{Bmatrix} y \\ u \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} C & 0 \\ -G & G \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x \\ \Omega \end{Bmatrix} \quad (14.2)$$

A estabilidade do sistema nominal consiste em garantir que: $\text{Re} [\lambda_i (A - BG)] < 0$ e $\text{Re} [\lambda_i (A - HC)] < 0$.

4. PROJETO DO CONTROLADOR

No projeto do controlador foram estimadas inicialmente as variáveis de estado para determinar a matriz H adequada, considerando-se a entrada de referência $y_r = 0$, e os ruídos brancos gaussianos w_x e w_y gerados no MATLAB. A matriz Q foi considerada igual a matriz identidade e $R=1$. Os valores ótimos para H foram obtidos com as seguintes matrizes: $R_o = 12$, $\Gamma = [1 \ 0 \ 0]^t$ e $Q_o = 58 \times 10^2 I_{3 \times 3}$. Com esses valores obteve-se a seguinte matriz: $H = [2,2 \times 10^2 \ 8,1 \times 10^{-26} \ 3,3 \times 10^{-19}]^t$.

Para determinar a matriz G , foram desprezados os ruídos e considerou-se y_r como sendo um degrau de amplitude 0.1m e as matrizes Q_o e R_o mantiveram-se fixas. As matrizes Q e R foram ajustadas de forma que, no domínio do tempo, o sistema compensado atendessem as

3. A TÉCNICA DE PROJETO DO CONTROLADOR LQG.

Esta técnica é baseada na formulação de um problema de controle ótimo estocástico, e foi introduzida na década de sessenta considerando-se a planta de um sistema linear na forma de espaço de estado, cujo objetivo é determinar uma lei de controle que minimize o valor esperado de um índice de desempenho quadrático através de uma realimentação de estados. Considera-se que tanto os estados quanto a saída estão afetadas por ruídos brancos gaussianos, de média nula e não correlacionados entre si (Cruz, 1996). O regulador LQG tem a estrutura como apresentada na fig.(2) e as equações que definem o problema são:

$$\dot{x} = Ax + Bu + \Gamma w_x \quad (5.1)$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + Hv \quad (5.2)$$

$$y = Cx \quad (5.3)$$

$$e_y = y + \Phi w_y \quad (5.4)$$

$$v = -e_y - C\hat{x} \quad (5.5)$$

$$u = -G\hat{x} \quad (5.6)$$

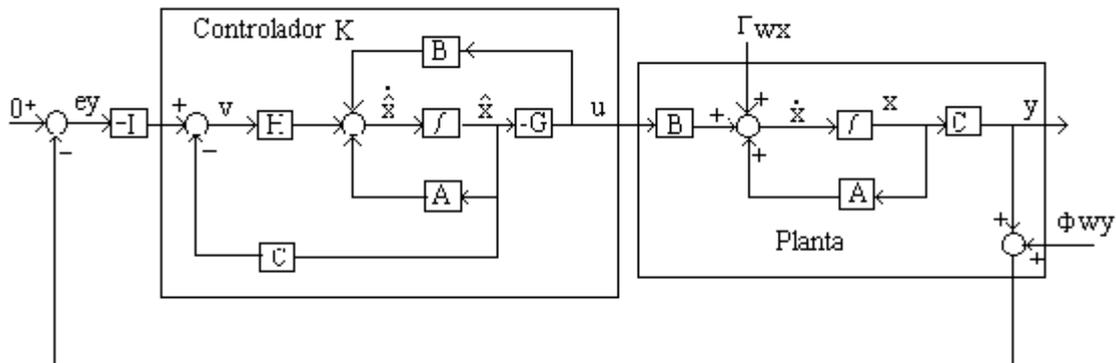


Figura 2. Controlador e planta

As variáveis \hat{x} são as variáveis estimadas dos estados x da planta. A matriz G é obtida a partir da solução da equação de Riccati da forma:

$$A^T P + PA + Q - PBR^{-1}B^T P = 0 \quad (6)$$

onde a matriz Q é positiva semi-definida e a matriz R positiva definida. A matriz Q pode ser selecionada a princípio como sendo igual a:

$$Q = C^t.C \quad (7)$$

A matriz R pode ser escolhida para atender as especificações de projeto. A matriz de ganho G é determinada pela seguinte equação:

$$G = R^{-1}B^T P \quad (8)$$

Desta forma obtém-se um regulador linear quadrático, RLQ, com realimentação dos estados \hat{x} no controlador. Esta solução requer que o par (A, B) seja controlável.

A matriz H é determinada de forma similar, porém deve-se considerar que os ruídos w_x , nos estados e w_y na saída da planta como sendo ruídos brancos gaussianos, de média zero e não correlacionados entre si (Shahian & Hassul, 1993). Ou seja:

$K_c \rightarrow$ Coeficiente de vazão-pressão para o ponto central de operação em $[m^5 / Ns]$.

As equações (1 e 2) podem ser escritas em termos de variáveis de estado. Neste caso considera-se as seguintes variáveis: $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$, $x_3 = P_L$. O sistema linearizado na forma de espaço de estado é representado pela seguinte equação:

$$\begin{Bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{B} & 0 \\ 0 & \frac{M}{4\beta A} & \frac{A_p}{4\beta K_c} \\ 0 & -\frac{M}{V_t} & -\frac{M}{V_t} \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{4\beta K_q}{V_t} \end{Bmatrix} u + \begin{Bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{M} \\ 0 \end{Bmatrix} F_p \quad (3)$$

2.3 Parâmetros e critérios de desempenho do sistema

Os parâmetros utilizados na concepção do problema são os propostos pela IFAC, conforme citado por Paim (1997). Todo o projeto foi baseado nos valores nominais destes parâmetros e apresentados na tabela (1).

Tabela 1. Parâmetros padrão.

Parâmetro	Mínimo	Máximo	Nominal
Módulo de elasticidade volumétrico: β $[N / m^2]$	9×10^8	16×10^8	14×10^8
Massa: M $[kg]$	50	300	128,7
Coeficiente de atrito: \bar{B} $[Ns / m]$	50	564	163
Volume total do fluido: V_t $[m^3]$	-----	-----	$0,874 \times 10^{-3}$
Área do pistão: A_p $[m^2]$	$1,05 \times 10^{-3}$	$1,11 \times 10^{-3}$	$1,075 \times 10^{-3}$
Força arbitrária no pistão: F_L $[N]$	0	8×10^3	3×10^3
Máxima vazão na servoválvula: $Q_{m\acute{a}x}$ $[m^3 / s]$	-----	$8,66 \times 10^{-4}$	-----
Pressão de suprimento: P_s $[N / m^2]$	-----	-----	$6,9 \times 10^6$
Coeficiente de vazão – pressão: K_c $[m^5 / Ns]$	1×10^{-14}	$1,5 \times 10^{-10}$	$2,4 \times 10^{-12}$

Com os dados acima citados o modelo representado através das variáveis de estado é da seguinte forma:

$$\begin{Bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1,27 & 8,35 \times 10^{-6} \\ 0 & -6,9 \times 10^9 & -15,38 \end{bmatrix} \begin{Bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ 4,74 \times 10^{12} \end{Bmatrix} u + \begin{Bmatrix} 0 \\ 7,77 \times 10^{-3} \\ 0 \end{Bmatrix} F_p \quad (4)$$

O valor nominal do ganho de vazão para o ponto central de operação foi calculado como sendo $K_q = 0,73 m^2/s$. Devido a limitações físicas, o deslocamento para a abertura da válvula está limitada em $\pm 1,2 \times 10^{-3} m$ e o deslocamento máximo do pistão é de 0,1m. As especificações de desempenho no domínio do tempo para o projeto do controlador são: Sobre-sinal de no máximo 10%, com um tempo de acomodação de 1s para um critério de 2%. No domínio da frequência o sistema deve apresentar uma margem de fase superior a 65° .

Se u é deslocado no sentido negativo, a haste desloca-se no sentido negativo. Os símbolos usados neste atuador são os seguintes:

- a) P_S → pressão de suprimento da bomba ao sistema;
- b) P_R → pressão de retorno ao reservatório;
- c) P_1 e P_2 → pressão nas câmaras 1 e 2;
- d) Q_1 e Q_2 → vazão do fluido nas câmaras 1 e 2 respectivamente;
- e) V_1 e V_2 → volume das câmaras 1 e 2;
- f) u → deslocamento do carretel da servoválvula, (entrada);
- g) y → deslocamento da haste do pistão, (saída);
- h) F_P → força perturbadora no pistão;
- i) \bar{B} → coeficiente de atrito;
- j) M → massa da carga a ser deslocada.

Para o sistema acima descrito será desenvolvido um controlador para controlar a entrada u do sistema de forma que o mesmo acompanhe saídas de referências y_r , obedecendo alguns critérios de projeto preestabelecidos dentro das limitações físicas que o problema apresenta tais como: limites máximos dos deslocamentos u e y ; de carga M e F_P .

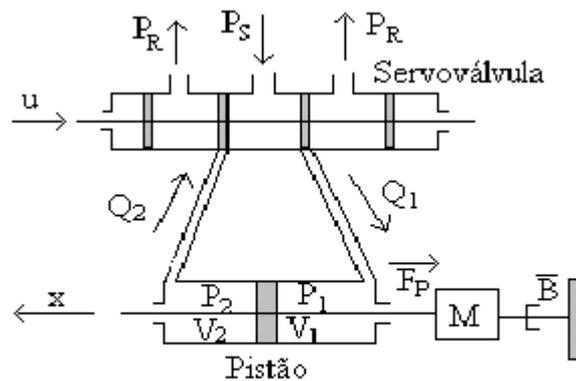


Figura 1. Atuador hidráulico

2.2 Modelo matemático

A modelagem matemática do sistema é obtida utilizando-se das equações da vazão na servoválvula; da equação da continuidade aplicada no cilindro hidráulico e da segunda lei de Newton aplicada na carga considerando-se as forças aplicadas no pistão. O modelo linearizado está representado pelas seguintes equações:

$$M \frac{d^2 y}{dt} + \bar{B} \frac{dy}{dt} + F_P = A_p P_L \quad (1)$$

$$\frac{dP_L}{dt} = -\frac{4\beta}{V_t} \left[A_p \frac{dy}{dt} + K_q u - K_c P_L \right] \quad (2)$$

onde :

β → Módulo de elasticidade volumétrica em [N/ m²]

A_p → Área do pistão em [m²]

K_q → Ganho de vazão para o ponto central de operação em [m³ / s]

PROJETO DE UM CONTROLADOR EM CASCATA UTILIZANDO A TÉCNICA LQG PARA UM ATUADOR HIDRÁULICO.

Benedito Santana de Oliveira

Clivaldo Silva Araújo

UFPB – CT – DTM – Campus I – E –mail: bso@openline.com.br - clivaldo@ct.ufpb.br

Resumo

Este trabalho tem como objetivo o projeto de um controlador para operar em cascata com a planta representada por um atuador hidráulico, de forma que o sistema compensado atenda aos critérios de projeto estabelecidos. A técnica de projeto é baseada na teoria de controle ótimo denominada de LQG. O modelo linearizado da planta será utilizado. Um breve histórico sobre a técnica será apresentado e posteriormente o controlador será projetado. O sistema compensado será analisado através de simulação onde observaremos se os propósitos do projeto foram satisfatoriamente atendidos.

Palavras-chave: Atuador, Controlador, Linear Quadratic Gaussian.

1. INTRODUÇÃO

A partir de 1960 quando a corrida espacial tornou-se mais competitiva entre o Estados Unidos da América e a União Soviética, houve a necessidade de se projetar máquinas com desempenhos que obedecessem a determinados critérios de projeto cujas técnicas baseadas na teoria de controle clássico eram insuficientes para solucionar os problemas. Este desafio motivou o desenvolvimento de pesquisas utilizando técnicas baseadas na teoria de controle ótimo, que foram iniciadas em 1940 por Wiener, citado por (Skogestad *et al.*, 1996). Destas pesquisas surgiu um procedimento de projeto denominado de LQG, “*Linear Quadratic Gaussian*”, como uma técnica alternativa de projeto, que muito contribuiu para o desenvolvimento da engenharia das aeronaves. Este trabalho tem como objetivo a análise e projeto de um controlador para um atuador hidráulico, utilizando a técnica LQG. Na primeira etapa descreve-se o modelo dinâmico do sistema, na segunda apresenta-se a técnica LQG e finalmente, projeta-se o controlador e faz-se uma análise dos resultados.

2. ANÁLISE DO PROBLEMA

2.1 O atuador hidráulico

Para a implementação do procedimento LQG, foi elaborado um modelo matemático de um atuador hidráulico, composto de uma servoválvula de 4 vias com centro crítico e um cilindro de ação dupla com haste dupla, como mostra a fig.(1). Este sistema funciona da seguinte forma:

Uma bomba injeta fluido com pressão elevada P_S na válvula. Para um deslocamento u positivo do carretel da válvula, o fluido é injetado na câmara 1 do cilindro com uma vazão Q_1 que fica submetida a uma pressão P_1 maior que a pressão P_2 da câmara 2, provocando uma diferença de pressão $P_L = P_1 - P_2$ capaz de deslocar a haste do cilindro no sentido positivo.

PROJETO, CONSTRUÇÃO E TESTE DE SENSOR DE UMIDADE DO AR BASEADO EM TERMOPILHA

Manoel Antônio da Fonseca Costa Filho

Roberto de Souza

Rodrigo Ajuz Braga de Vasconcelos

Fábio Dias de Carvalho

Márcio Bastos Pinheiro

Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Mecânica,
Rio de Janeiro, RJ, Brasil. E-mail: costafh@ltdc.com.ufrj.br

Resumo

Este trabalho objetivou a construção e teste de sensor de umidade do ar baseado em termopilha. A construção seguiu as recomendações da norma BS 4194 (1967). A termopilha foi formada por 5 termopares do tipo E. Nas junções de bulbo seco foram soldadas esferas de bronze. As junções de bulbo úmido foram revestidas com tiras de tecido, cujas extremidades foram imersas em recipientes contendo água. A relação entre tensão elétrica e temperatura foi obtida através da calibração da termopilha. O teste foi realizado em câmara climática, cujas temperatura e umidade foram variadas, e os valores da umidade relativa foram registrados para o sensor construído e para um higrômetro usado como referência. Os resultados de calibração e teste foram satisfatórios. O objetivo proposto de construir um sensor de umidade simples, de baixo custo e com resposta elétrica foi satisfatoriamente atendido.

Palavras-chave: Sensor de Umidade do Ar, Medição de Umidade, Termopares

1. INTRODUÇÃO

A umidade é uma propriedade termofísica dependente da temperatura e da pressão. Medir a umidade é mais difícil que medir a maioria das outras propriedades físicas.

Medição e controle da umidade do ar representam um papel sempre crescente nas indústrias e laboratórios, permitindo melhorias na qualidade do produto, redução de custo, aumento do conforto humano e da segurança.

A medição da umidade do ar é comumente realizada com emprego de dois termômetros; o primeiro, denominado bulbo seco, mede a temperatura real do ar, e o segundo, denominado bulbo úmido, mede a temperatura na qual a água, evaporando para o ar, é capaz de trazê-lo para o estado de saturação adiabaticamente, para as mesmas temperatura e pressão.

Normalmente psicrômetros de bulbos seco e úmido são construídos com termômetros de mercúrio, por questão de simplicidade e baixo custo. Entretanto, os instrumentos assim construídos não se prestam para fins de monitoração e registro contínuos nem automação.

O objetivo deste trabalho é apresentar a construção e testes de um sensor de bulbos seco e úmido baseado em termopilha. Além de suprir a necessidade de resposta elétrica de modo a vencer as limitações daqueles instrumentos baseados em termômetro de mercúrio, espera-se alcançar maiores sensibilidade e resolução.

Duas propriedades independentes mais a pressão são necessárias para determinar o estado termodinâmico do ar úmido. Usualmente sua pressão é considerada como sendo igual à atmosférica. A temperatura de bulbo úmido ou a temperatura do ponto de orvalho é usada para caracterizar a mistura. A terceira propriedade comumente escolhida é a temperatura de bulbo seco. A medição de quaisquer duas destas temperaturas é usada para calcular a umidade do ar a partir de equações apresentadas no *ASHRAE Handbook* (1977).

De um modo mais prático, pode-se recorrer a cartas psicrométricas ou tabelas também constantes no *ASHRAE Handbook* (1977) ou tabelas apresentadas na norma BS 4833 (1986).

2. MATERIAIS E MÉTODOS

2.1 Construção

Dentre os diversos tipos de termopares padronizados pelas normas IEC 584-2 e ASTM E-230, foi escolhido o tipo E para a construção do sensor devido a sua maior sensibilidade em comparação com os demais, bem como seu custo de aquisição e disponibilidade comercial. No termopar tipo E, o fio positivo Níquel-Cromo é conhecido comercialmente como Cromel e o negativo Cobre-Níquel é conhecido como Constantan. Sua faixa de utilização vai de -200°C a 900°C . Entretanto em temperaturas abaixo de 0°C em atmosferas úmidas sofre corrosão, restringindo desta forma o uso do sensor construído.

A construção do sensor de umidade seguiu as recomendações apresentadas no apêndice D da Norma BS 4194 (1967), que são equivalentes àquelas do apêndice H da Norma BS 4864. Ainda de acordo com as citadas normas, o instrumento servirá para monitoração e controle de ambientes fechados, bem como de câmaras de ensaios climáticos. A tabela 1 apresenta a relação de materiais empregados na construção do sensor.

Tabela 1. Relação de Materiais Empregados na Construção do Sensor

Material	Descrição
Fio de Cromel	5 m de comprimento com 0,5 mm de diâmetro
Fio de Constantan	5 m de comprimento com 0,5 mm de diâmetro
Isolamento termo-retrátil (espaguete)	8 m de comprimento com 1,6 mm de diâmetro
Isolamento termo-retrátil (espaguete)	0,8 m de comprimento com 9,2 mm de diâmetro
Esferas de bronze	4,5 mm de diâmetro
Mangueiras de PVC flexível	0,2 m de comprimento com 10 mm de diâmetro
Solda de estanho	Quantidade pequena, não especificada
Recipientes plásticos	Padronizados para exames clínicos
Multímetro	Fabricante Minipa, modelo ET 2600
Tecido de algodão	Tipo cadarço de tênis
Fio de cobre	1 m de comprimento com 0,5 mm de diâmetro
Água destilada	
Ventilador	Diâmetro de 300 mm; potência de 40 W; rotação de 1380 rpm

As normas acima mencionadas recomendam que o sensor seja construído com no mínimo 3 pares de junções, de modo a alcançar uma sensibilidade de $0,1^{\circ}\text{C}$ ou melhor. Decidiu-se construir o sensor com 5 pares para aumentar a sensibilidade e precisão.

Os fios de Cromel e de Constantan foram cortados no comprimento de 1000 mm e fixados em uma placa de isopor, de modo a compor a termopilha da figura 1. Este arranjo objetivou facilitar a montagem para garantir a soldagem de cada junção em sua correta posição.

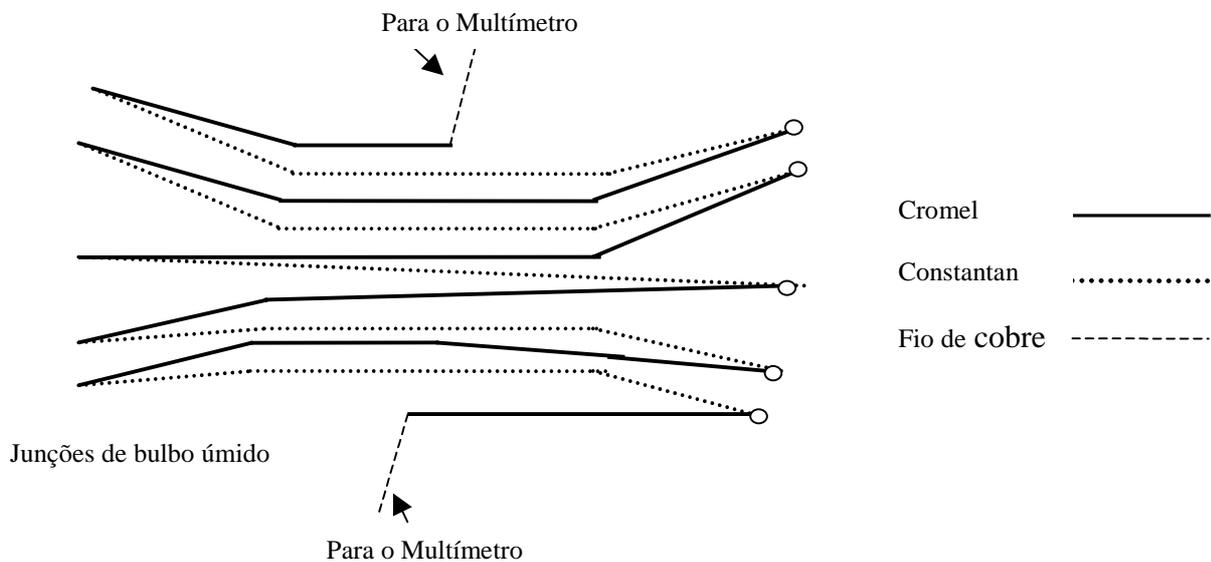


Figura 1. Representação esquemática da termopilha

Então os termopares foram isolados eletricamente através da introdução de cada fio em um espaguete termo-retrátil de 1,6 mm de diâmetro. O material termo-retrátil foi utilizado para facilitar a introdução dos fios. Em seguida os espaguetes foram aquecidos até adquirirem a espessura desejada. Durante o encapsulamento foi deixada uma sobra de 25 mm de fio de cada lado para facilitar a soldagem.

As esferas de bronze foram furadas em torno mecânico com broca de 1 mm de diâmetro. Uma vez preparadas, estas foram soldadas nas junções de bulbo seco para conferir-lhes inércia térmica. Foi utilizada solda a base de estanho (solda fria), com anterior aplicação de ácido muriático para limpeza e melhor acabamento da superfície da esfera. É importante que a junção dos fios fique no furo da esfera, pois se a junção ficar do lado de fora do furo a esfera perde a sua função. A figura 2 mostra detalhes da solda de uma esfera com o termopar.

Obteve-se assim 10 junções, sendo 5 de bulbo seco (com as esferas) e 5 de bulbo úmido para posterior encamisamento conforme figura 3. Essa termopilha foi totalmente encapsulada em um espaguete termoretrátil de 9,2 mm de diâmetro para formar cabo único. A termopilha foi introduzida a partir das junções de bulbo úmido, ficando expostos somente 10 mm de cada lado. As extremidades da termopilha, formadas por fios de cromel e com polaridade negativa, foram soldadas a fios de cobre para condução da tensão elétrica ao milivoltímetro. Estas duas últimas soldas devem permanecer o mais próximas entre si possível, com objetivo de assegurar que a diferença de temperatura entre as mesmas não seja superior a 0,5 °C de acordo com recomendação das referidas normas, fundamentada na teoria da termoeletricidade.

As junções de bulbo úmido foram soldadas através da utilização de um capacitor com uma carga de 30 V DC, determinada em função da pequena espessura do termopar. O pólo negativo do capacitor foi ligado através de um fio de cobre ao termopar e o pólo positivo foi conectado a um borne, também com fio de cobre e inserido num recipiente de vidro contendo mercúrio e óleo. Então o termopar foi inserido neste recipiente, ocorrendo uma descarga

elétrica quando sua ponta entrou em contato com o mercúrio, efetuando-se então a soldagem sem a presença de oxigênio. O procedimento foi repetido para cada termopar.

De acordo com as normas citadas, as tiras de tecido onde são introduzidas as junções úmidas não devem ter menos do que 50 mm de comprimento. Antes das tiras serem colocadas, as pontas das junções foram curvadas por aproximadamente 3 mm para evitar que as mesmas escapem. Em cada junção, as tiras foram amarradas 25 mm acima da extremidade curva. Finalmente estas foram protegidas por um tubo plástico de 30 mm de comprimento.

As tiras das junções de bulbo úmido formam pavios, os quais ficam mergulhados em recipientes distintos contendo água destilada e devem permanecer sempre molhados. A figura 3 mostra detalhes de uma junção de bulbo úmido.

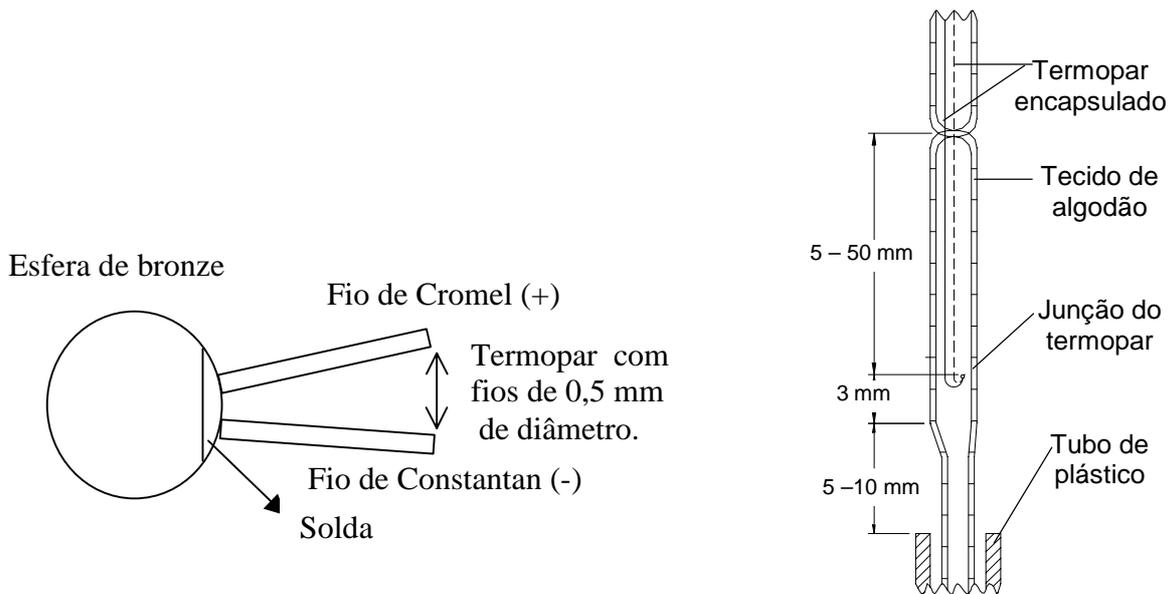


Figura 2. Detalhe de uma Junção de Bulbo Seco.

Figura 3. Detalhe de uma Junção de Bulbo Úmido.

A depressão de bulbo úmido é função da taxa de evaporação. Para assegurar exatidão na medição da umidade, é necessário o emprego de ventilação forçada. O ventilador deve ser posicionado em relação aos sensores conforme mostrado na figura 4, reproduzida da norma BS 4194 (1967). A velocidade do ar deve estar compreendida entre 1 e 2 m/s no sentido da aspiração.

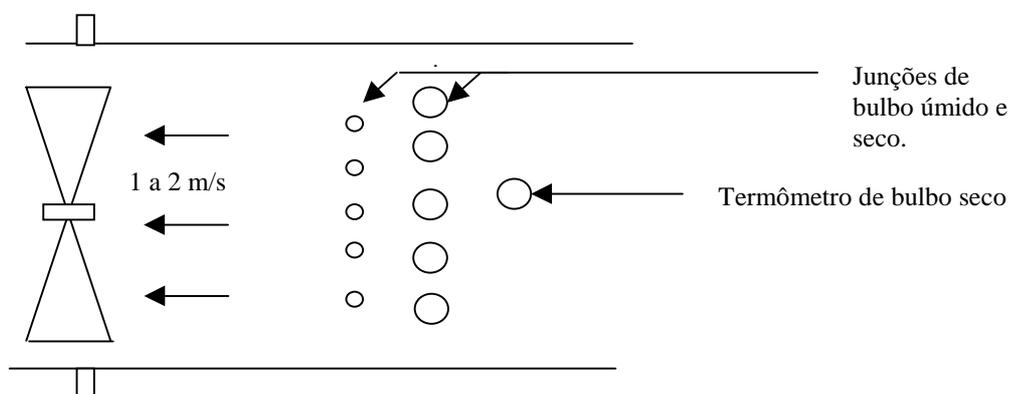


Figura 4. Esquema da Posição do Ventilador.

2.2 Calibração da termopilha

Na calibração da termopilha foram utilizados os seguintes equipamentos: garrafa térmica com água e gelo; equipamento para banho termostático (Polystat Circulator; Cole Parmer); multímetro 1 (A.W. Sperry; modelo DM-8300); termômetro rastreado ao NIST (ERTCO; n° de série H98-345; faixa de medição de -1 °C até 101 °C; divisão de escala de 0,1° C); multímetro 2 (ECB; modelo MD-045; n° série 84103).

A temperatura do banho termostático foi variada através de ajuste próprio, a partir da temperatura ambiente de 22,3 °C até a temperatura de 75,6 °C com incrementos sucessivos de aproximadamente 5 °C. Para cada temperatura selecionada, foram registrados os valores lidos no termômetro padrão, no termômetro do próprio banho termostático e as tensões elétricas correspondentes, geradas na termopilha e lidas nos dois multímetros. A temperatura na garrafa térmica com água e gelo foi repetidas vezes verificada no decorrer do experimento de modo a assegurar-se que seu valor desejado de 0 °C tivesse sido mantido.

A curva de calibração foi construída com os valores de temperatura fornecidos pelo termômetro padrão e com os valores de tensão elétrica fornecidos pelo multímetro 2. Os pares de valores foram plotados em um gráfico e uma reta regressora foi traçada entre os mesmos. Os valores de temperatura indicados no termômetro do banho e de tensão elétrica indicados no multímetro 1 serviram para verificação complementar. Uma vez conhecida a relação tensão/temperatura, a depressão de bulbo úmido é também conhecida.

2.3 Teste do sensor de umidade

No teste do sensor foram utilizados os seguintes equipamentos: câmara climática fabricada pela FEUTRON; termômetro da própria câmara; higrômetro fabricado pela SUND0 com resolução de 1%, usado como referência para fins de comparação; multímetro fabricado pela Minipa, modelo ET 2600.

O higrômetro de referência foi colocado dentro da câmara climática junto com o sensor construído, que teve seus fios de cobre passando através de abertura lateral da câmara, que por sua vez foi vedada com tampa de borracha. A umidade e a temperatura no interior da câmara foram variadas através de ajuste do próprio equipamento. Os valores de umidade relativa, de depressão de bulbo úmido e de temperatura, fornecidos respectivamente pelo higrômetro, sensor construído e termômetro foram registrados para cada ponto de ajuste da câmara. Com a depressão de bulbo úmido e com o valor da temperatura (de bulbo seco), calculou-se a umidade relativa indicada pelo sensor, usando tabelas apropriadas fornecidas pela norma BS 4833 (1986). Todo procedimento foi feito considerando a pressão barométrica como sendo 1 atm.

Como a câmara climática possui ventilação interna, o sensor foi testado sem seu ventilador associado.

3. RESULTADOS

3.1 Calibração

A tabela 2 apresenta os valores de temperatura e tensão elétrica obtidos na calibração da termopilha.

Na calibração da termopilha, encontrou-se aproximadamente uma tensão elétrica correspondente ao quádruplo da tensão elétrica individual do termopar tipo E.

A figura 5 mostra a curva de calibração da termopilha.

3.2 Testes

A tabela 3 compara os valores de umidade relativa medidos no higrômetro usado como referência contra aqueles obtidos pelo sensor construído. Na mesma também são apresentados os valores da temperatura, da depressão de bulbo úmido e da tensão elétrica, que foram usados na determinação da umidade relativa indicada pelo sensor.

Tabela 2. Resultados da calibração da termopilha

Padrão (°C)	Banho (°C)	Multímetro 1 (mV)	Multímetro 2 (mV)
22,3	22,3	6,6	6,74
25,4	25,4	7,5	7,66
29,4	29,4	8,7	8,85
35,5	35,4	10,6	10,74
40,5	40,0	12,2	12,30
45,4	45,0	13,8	13,88
50,5	50,0	15,3	15,46
55,7	55,3	17,0	17,08
60,6	60,02	18,5	18,62
65,5	65,0	20,0	20,13
70,6	70,0	21,6	21,74
75,6	75,0	23,3	23,35

Curva de Calibração da Termopilha

Equação da Reta

$$Y = -0.168917 + 0.309785 * X$$

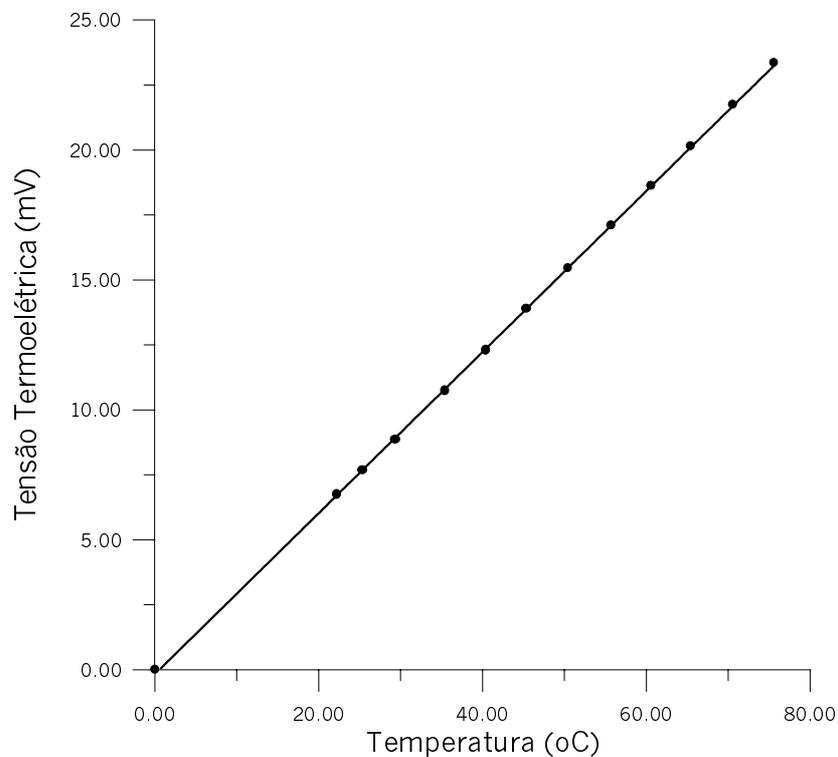


Figura 5. Curva de Calibração da Termopilha

Os valores de umidade relativa fornecidos pelo sensor construído estão próximos daqueles indicados pelo higrômetro usado como referência, cuja precisão não é inferior a 3%. É necessário testar o sensor contra um higrômetro padrão e rastreado. O teste aqui conduzido serviu apenas para verificação do correto funcionamento do sensor construído.

Tabela 3. Resultados do teste do sensor de umidade

Temperatura (°C)	Tensão elétrica (mV)	Umidade higrômetro padrão (%)	Depressão de bulbo úmido (°C)	Umidade sensor (%)	Desvio entre sensor construído e padrão (%)
23,25	0,67	82,0	2,33	81,6	0,49
24,25	0,78	79,0	2,69	79,1	-0,13
27,75	1,14	71,0	3,85	73,0	-2,82
28,00	1,67	58,0	5,60	62,0	-6,90
28,50	1,40	64,0	4,69	67,6	-5,62
28,50	1,25	69,0	4,20	71,0	-2,90
29,00	1,46	63,5	4,90	67,0	-5,51
29,50	1,44	64,5	4,81	67,6	-4,81
30,00	1,44	64,5	4,81	67,6	-4,81
31,50	1,46	67,5	4,88	68,4	-1,33
31,50	1,30	69,0	4,40	71,3	-3,33
33,00	1,78	59,5	5,90	63,1	-6,05
35,00	1,82	64,0	6,04	64,3	-0,47
35,25	1,70	64,5	5,70	65,4	-1,40
37,50	2,22	60,0	7,30	58,8	2,00
39,00	2,56	57,0	8,43	55,5	2,63
40,00	2,70	54,0	8,88	53,0	1,85
40,00	3,36	45,0	11,05	44,6	0,89
41,00	3,03	47,5	9,94	49,4	-4,00
41,50	3,10	48,0	10,20	48,6	-1,25

4. CONCLUSÕES

Apesar do sensor de umidade ter sido construído seguindo todas as recomendações das normas BS 4194 (1967) e BS 4864 (1973), este poderá ser aprimorado através de vários artifícios, entre eles: aumento do número de termopares empregados; efetuando-se em paralelo a medição da pressão barométrica para correção da pressão.

Ainda que possa ser melhorado, o objetivo proposto de construir um medidor de umidade simples, de baixo custo e com resposta elétrica foi satisfatoriamente atendido.

5. BIBLIOGRAFIA

- American Society of Heating, Refrigerating and Air-Conditioning Engineers, 1977, "ASHRAE Handbook 1977 Fundamentals", ASHRAE, New York, USA, p.6.1-6.12.
- American Society of Mechanical Engineers, 1985, "Instruments and Apparatus Part 3 Temperature Measurement", ASME, New York, USA, "ANSI/ASME PTC 19.3".

- British Standards Institution, 1967, “Recommendations on The Design Requirements and Testing of Controlled-Atmosphere Laboratories”, BSI, London, England, “BS 4194”.
- British Standards Institution, 1986, British Standard Schedule for Hygrometric Tables for Use in the Testing and Operation of Environmental Enclosures”, BSI, London, England, “BS 4833”.
- British Standards Institution, 1973, “Recommendations on The Design and Testing of Enclosures for Environmental Testing”, BSI, London, England, “BS 4864”.
- Benedict, R. P., "Fundamentals of Temperature, Pressure, and Flow Measurements", John Wiley, New York, USA.
- Carvalho, F. D., Pinheiro, M. B. & Vasconcelos, R. A. B. de, 1999, “Projeto e Construção de Sensor de Umidade com Base em Termopares”, Projeto de Graduação, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, 78p.
- DeBat, R.J., 1996, “Humidity ; the Great Equalizer”, HPAC Heating/Piping/Air Conditioning, October, p.66-71.
- Holman, J. P., 1989, “Experimental Methods for Engineers”, McGrawHill, New York, USA.
- Threlkeld, J. L., 1965, “Thermal Environmental Engineering”, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, USA, p.157-306.
- Wiederhold, P. R., 1998, “Fundamentals of Moisture & Humidity; Part1 – Definitions and Specifications”, Measurements & Control, p.97-108.

CONTROLADOR HÍBRIDO APLICADO A UM ATUADOR HIDRÁULICO

José Antônio Riul

José Felício da Silva

José Homero Feitosa Cavalcanti

Universidade Federal da Paraíba, Centro de Tecnologia, Departamento de Tecnologia Mecânica, João Pessoa, Pb. E-mail:riul@ct.ufpb.br

Resumo

Este trabalho tem como objetivo a apresentação de um sistema de controle híbrido para o posicionamento de uma carga acionada por atuadores hidráulicos. A estratégia de controle proposta utiliza-se da dinâmica inversa da planta para numa primeira etapa efetuar-se o treinamento de uma rede neural multi-camadas. Na segunda etapa, o controle é realizado de forma híbrida; ou seja, por um controlador neural inverso direto conjuntamente com um proporcional. Resultados de simulação são mostrados para a avaliação do desempenho do sistema proposto.

Palavras-chave: Controle de sistemas hidráulicos, Atuadores hidráulicos, Redes neurais.

1. INTRODUÇÃO

O objetivo do presente trabalho é o projeto de um sistema de controle para posicionamento de uma carga acionada por atuadores hidráulicos. Estes atuadores são utilizados onde cargas elevadas devem ser manipuladas, uma vez que fornecem força em alta escala. Como a compressibilidade do fluido pode causar efeitos indesejáveis na resposta dinâmica de sistemas acionados por atuadores hidráulicos, estes não são usados em aplicações onde exige-se pequenos erros de posicionamento, como por exemplo em robôs manipuladores.

Neste trabalho propõe-se o uso de um controlador híbrido composto por um neural inverso direto e um proporcional, para o posicionamento proposto. O controlador é projetado em duas etapas. Na primeira, a dinâmica inversa da planta é treinada usando-se uma rede neural multi-camadas. Na segunda etapa, o controle do sistema é realizado de forma híbrida; ou seja, por um controlador neural inverso direto, juntamente com um proporcional. Neste modelo, o controlador neural tem seus pesos e parâmetros corrigidos em função do erro entre a saída desejada e a obtida para a carga e do ganho de um controlador proporcional. Para avaliação do desempenho do sistema de controle proposto, resultados de simulação são mostrados e comparados com os obtidos através de um controlador proporcional-derivativo.

2. MODELO DINÂMICO DO ATUADOR HIDRÁULICO

O atuador hidráulico a ser analisado é composto basicamente de uma válvula e de um cilindro hidráulico conforme mostrado na Fig. 1. A válvula é do tipo carretel de quatro vias e

centro crítico (Guenther e De Pieri,1997). Na Figura 1, P_s é a pressão de suprimento, P_d é a pressão de descarga, P_1 e P_2 são as pressões nas câmaras 1 e 2 do cilindro hidráulico, v_1 e v_2 são os volumes das câmaras 1 e 2 do cilindro hidráulico, Q_1 é a vazão da válvula para a câmara 1, Q_2 é a vazão da câmara 2 para o reservatório, M é a massa do sistema, c é o coeficiente de atrito viscoso, F_p é a força perturbadora, u é a posição do carretel da válvula e y é a posição da carga do sistema.

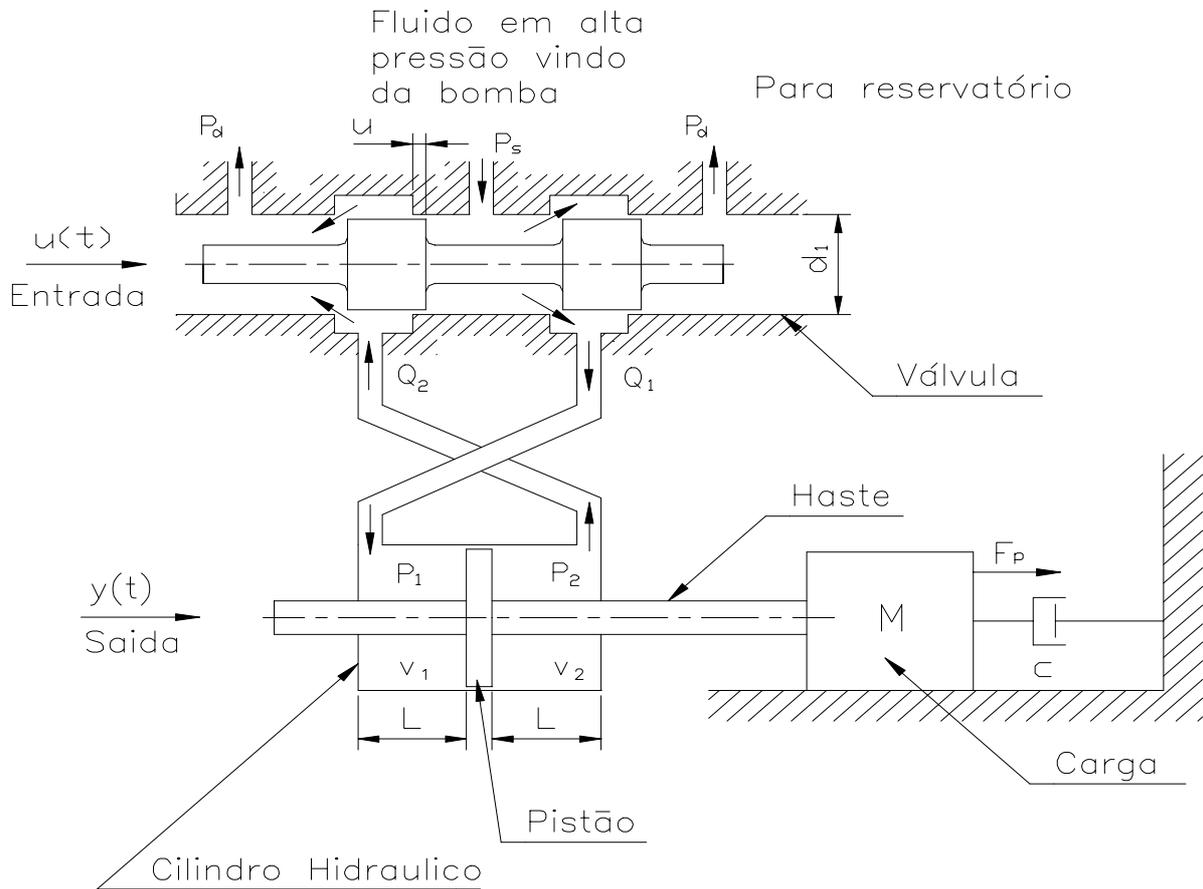


Figura 1 - Esquema do atuador hidráulico

Para obter-se o modelo dinâmico do atuador hidráulico, usa-se: a equação de vazão em orifícios, a equação da continuidade e o equilíbrio dinâmico da carga. O modelo resultante (Cunha et al., 1998) que relaciona a saída y e a entrada u é não-linear conforme Eq. (1) e Eq. (2).

$$M\ddot{y} + c\dot{y} - F_p = AP_L \quad (1)$$

$$\dot{P}_L = - \frac{\beta v}{\left(\frac{v}{2}\right)^2 - (Ay)^2} A\dot{y} + \frac{\beta v}{\left(\frac{v}{2}\right)^2 - (Ay)^2} K_1 \sqrt{P_s - \text{sign}(u)P_L} \cdot u \quad (2)$$

onde: A é a área da seção transversal do pistão hidráulico, $P_L = P_1 - P_2$ é a diferença de pressão nas câmaras 1 e 2 do cilindro, β é o módulo de elasticidade volumétrico do fluido,

$v = v_1 + v_2$ é o volume total do cilindro e K_1 é uma constante obtida em função da massa específica do fluido, do gradiente da área da válvula e do coeficiente de arraste.

O modelo dinâmico linear do atuador hidráulico é representado pela Eq. (3) e Eq. (4).

$$M\ddot{y} + c\dot{y} - F_p = AP_L \quad (3)$$

$$\frac{v}{4\beta K_q} \dot{P}_L + \frac{K_c}{K_q} P_L + \frac{A}{K_q} \dot{y} = u \quad (4)$$

onde: K_q é o ganho de vazão da válvula e K_c é o coeficiente de vazão-pressão da válvula

3. CONTROLADOR HÍBRIDO

A dinâmica do atuador hidráulico é descrita pela Eq. (1) e pela Eq. (2) na forma não-linear e pela Eq. (3) e Eq. (4) na forma linear. Uma rede neural multi-camadas (Haykin, 1994) pode ser utilizada para aprender o mapeamento entrada-saída definido pelas equações dinâmicas. Diversas estruturas de controladores neurais foram propostas por Miller III et al. (1995) e Cavalcanti (1994); entre essas, encontra-se o controlador neural inverso direto, que é projetado em duas fases. A primeira que é a de treinamento, usa uma rede neural denominada de rede neural inversa, para aprender o mapeamento da dinâmica inversa da planta, como mostrado na figura 2. Neste trabalho usa-se o modelo linear do atuador para o treinamento da rede.

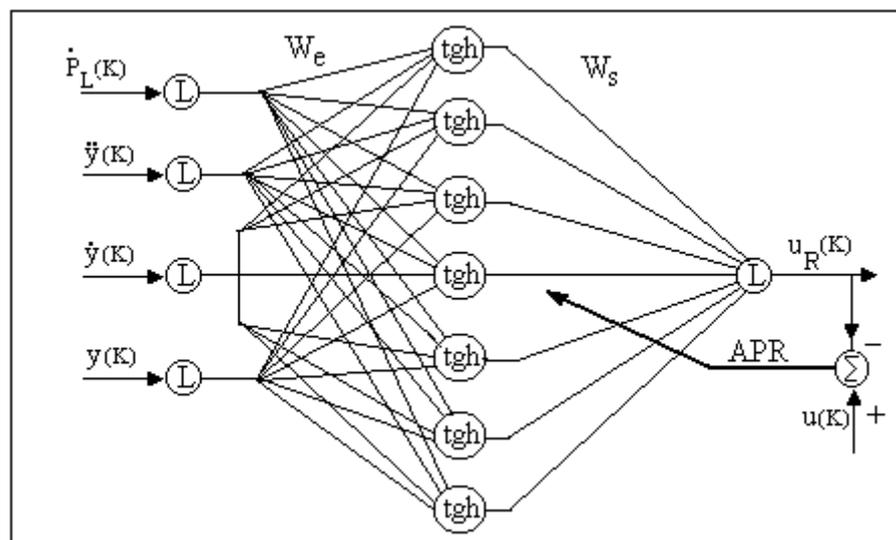


Figura 2 - Rede neural inversa

Nesta fase que é realizada “off line”, os pesos de entrada W_e e de saída W_s e os demais parâmetros da rede neural inversa são treinados utilizando-se o algoritmo de propagação retroativa (APR), para obtenção do sinal de controle u_R com a minimização do índice de desempenho dado pela Eq. (5). Como mostrado na Fig. 2, a rede neural inversa utilizada para treinamento, possui quatro neurônios na camada de entrada, sete na camada oculta e um na camada de saída. Os neurônios da camada oculta são ativados pela função tangente hiperbólica, os da camada de entrada e o da camada de saída pela função linear.

$$I_w(K+1) = \frac{1}{2} e^2(K+1) = \frac{1}{2} [u(K+1) - u_R(K+1)]^2 \quad (5)$$

onde: I_w é o índice de desempenho, u é o sinal desejado ou alvo da rede e u_R é o sinal de saída da rede.

A fase de controle conforme Fig. 3., que é realizada “on line”, é híbrida, e usa os parâmetros da rede inversa treinados “off line”, juntamente com um controlador proporcional. A variável de controle do sistema é dada pela Eq. (6).

Nesta fase, ocorre a minimização do índice de desempenho através da Eq. (7) e os parâmetros da rede são corrigidos conforme Eq. (8) em função do erro de posicionamento da carga e do ganho do controlador proporcional conforme Eq. (9) e Eq. (10). O modelo híbrido é proposto com o objetivo de ter-se um sistema de controle mais robusto com relação a rejeição de distúrbio externo que o neurocontrolador inverso direto (Riul, 1999).

$$u_T(K+1) = u_R(K+1) + u_C(K+1) \quad (6)$$

$$I_w(K+1) = \frac{1}{2} [u_R(K+1) - u_R(K)]^2 \quad (7)$$

$$u_R(K+1) = u_R(K) + G(\text{Error}(K)) \quad (8)$$

$$u_C(K+1) = G(\text{Error}(K)) \quad (9)$$

$$\text{Error}(K) = yr(K) - y(K) \quad (10)$$

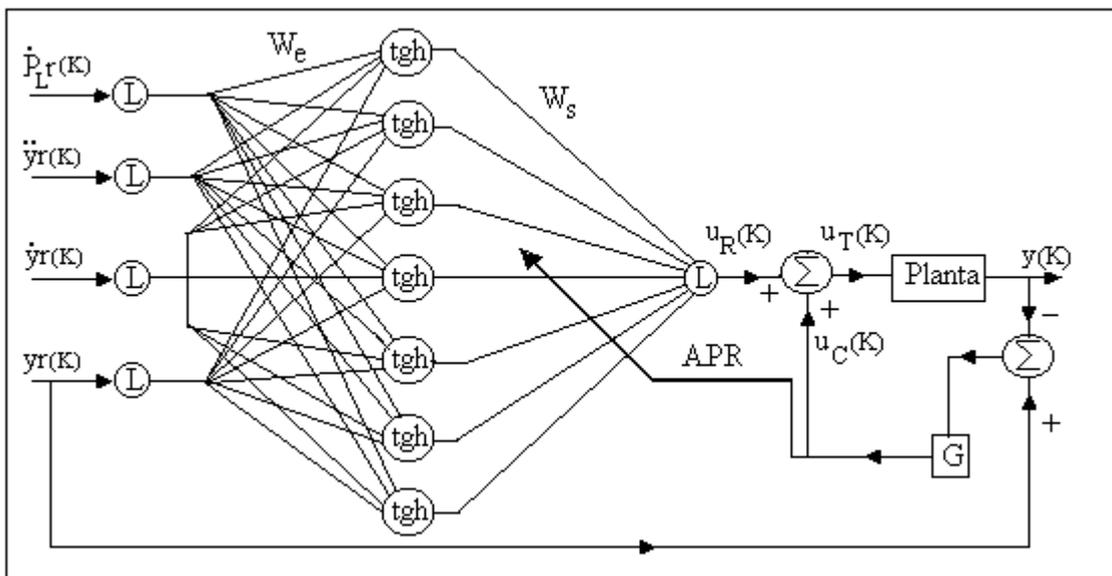


Figura 3 – Controlador híbrido e planta

4. SIMULAÇÃO E RESULTADOS

Para a fase de treinamento da rede neural inversa utilizou-se como sinal de entrada, a variação de pressão, a aceleração, a velocidade e o deslocamento da carga, obtidos pela solução das equações dinâmicas do sistema (modelo linear) usando-se como entrada na planta uma onda quadrada de amplitude e frequência variável. O alvo ou saída desejada da rede é a onda quadrada acima referida. O treinamento efetuado foi concluído após 10000 épocas, resultando em um índice de desempenho mínimo de $7,0 \times 10^{-7} \text{ m}^2$. Os parâmetros utilizados para planta foram: $M = 128,7 \text{ kg}$, $c = 162,73 \text{ Ns/m}$, $A = 1,075 \times 10^{-3} \text{ m}^2$, $v = 0,874 \times 10^{-3} \text{ m}^3$, $\beta = 14,0 \times 10^8 \text{ N/m}^2$, $K_c = 2,5 \times 10^{-12} \text{ m}^5/\text{Ns}$ e $K_q = 0,73 \text{ m}^2/\text{s}$. Na fase “on line”, utilizou-se como sinais de referência o polinômio de grau 3, $y_r(t) = 0,3t^2 - 0,2t^3$ para $0,0 \leq t < 1,0 \text{ s}$ e $y_r(t) = 0,1 \text{ m}$ para $t \geq 1,0 \text{ s}$ e a função senoidal $y_r(t) = 0,1 \sin(0,5\pi t)$. O controlador híbrido (CH): rede neural inversa e proporcional foi testado no modelo não-linear do atuador usando-se como ganho do proporcional o valor $K_p = 1 \times 10^{-2}$ (Ogata, 1982) determinado a partir do valor correspondente ao limite de estabilidade calculado com base no modelo linear do sistema.

A Figura 4 mostra a resposta do sistema (modelo não-linear) à referência polinomial, sem atuação de força perturbadora, usando-se o controlador híbrido (CH) e um controlador proporcional-derivativo (CPD) com ganhos $K_p = 1,2 \times 10^{-2}$ e $K_d = 4,81 \times 10^{-5}$ (Ogata, 1982) determinados a partir do limite de estabilidade calculado com base no modelo linear do sistema.

A Figura 5 mostra a resposta do sistema (modelo não-linear) à referência polinomial, com atuação de uma força perturbadora de módulo $F_p = 3000 \text{ N}$, sentido oposto ao deslocamento do pistão e duração de 5s, usando-se os mesmos controladores da figura 4.

A Figura 6 mostra a resposta do sistema (modelo não-linear) à referência senoidal, sem atuação de força perturbadora, também com o controlador híbrido (CH) e o proporcional-derivativo (CPD).

A Figura 7 mostra a resposta do sistema (modelo não-linear) à referência senoidal, com atuação da mesma força perturbadora usada na figura 5, e com os mesmos controladores da figura 4.

Observa-se pela figura 4 um erro da ordem de centímetros quando o controlador proporcional-derivativo é utilizado, e da ordem de décimo de milímetros com o uso do controlador híbrido. Na figura 5, com a existência da força perturbadora, nota-se um aumento no erro para os dois controladores, e o erro obtido com o híbrido é da ordem de 50% menor que o do proporcional-derivativo. Analisando o resultado mostrado na figuras 6, que trata de seguimento do sinal de referência senoidal, verifica-se que a resposta do sistema apresenta um atraso de tempo com o controlador proporcional-derivativo, que gera um erro da ordem de centímetros, enquanto que com o híbrido, praticamente não existe atraso, sendo o erro da ordem décimo de milímetros. Com a atuação da força perturbadora, através da figura 7, verifica-se que os resultados são similares aos apresentados para a figura 5.

Um controlador neural inverso direto projetado para este sistema (Riul, 1999), apresentou resultados similares ao controlador híbrido, quando não havia força perturbadora, porém com sua atuação, análise posterior mostrou um aumento no erro muito superior ao de um controlador proporcional-derivativo. Portanto, o controlador híbrido dá uma melhor performance ao sistema, para as situações analisadas.

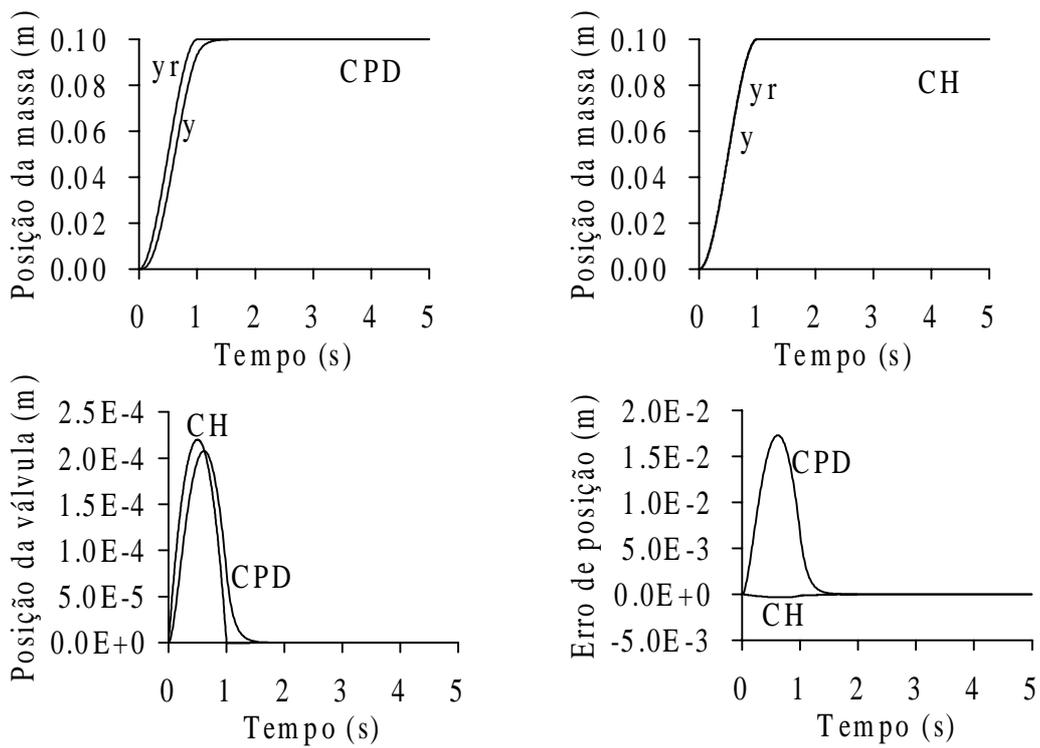


Figura 4 – Resposta à referência polinomial do sistema (modelo não-linear), sem força perturbadora e com controladores híbrido (CH) e proporcional-derivativo (CPD)

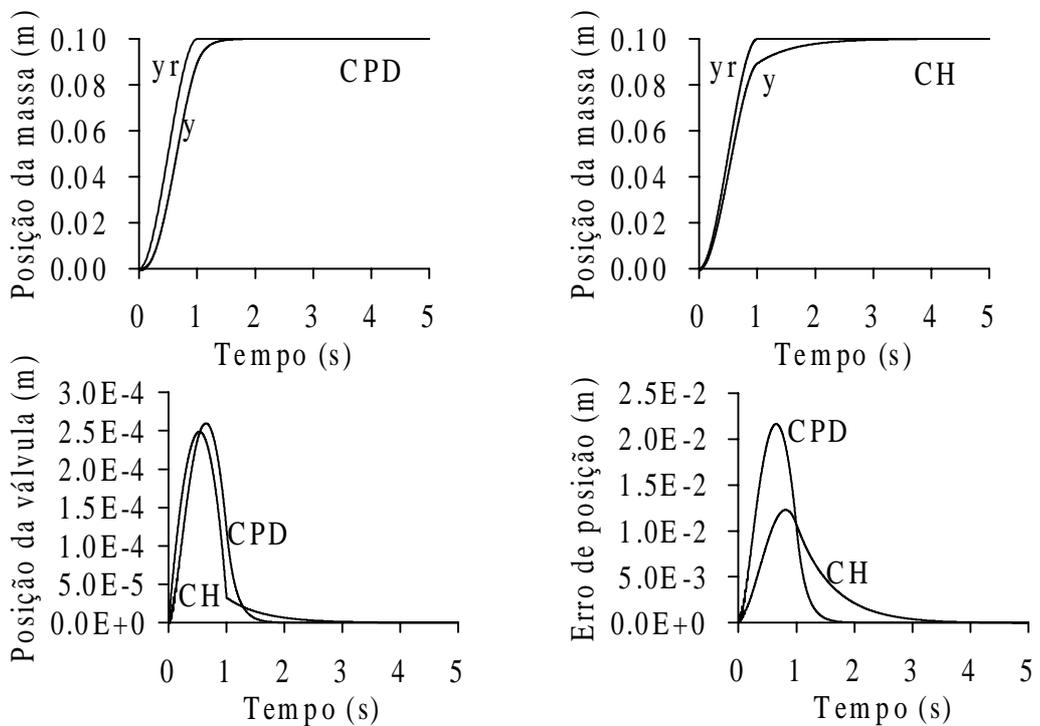


Figura 5 – Resposta à referência polinomial do sistema (modelo não-linear), com força perturbadora e com controladores híbrido (CH) e proporcional-derivativo (CPD)

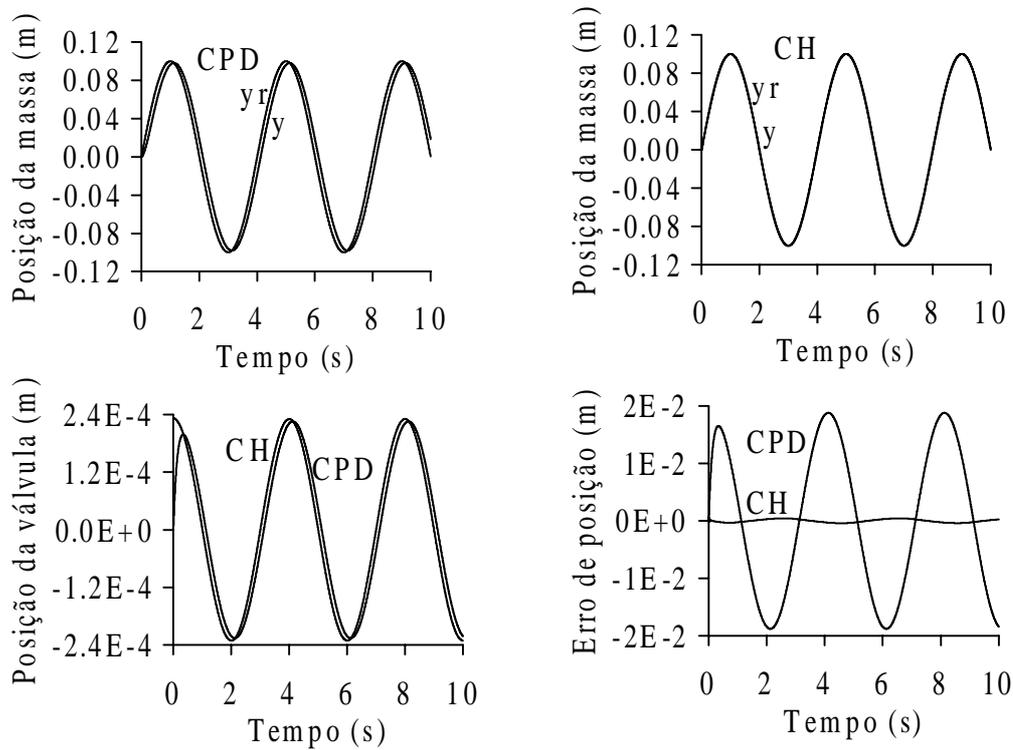


Figura 6 – Resposta à referência senoidal do sistema (modelo não-linear), sem força perturbadora e com controladores híbrido (CH) e proporcional-derivativo (CPD)

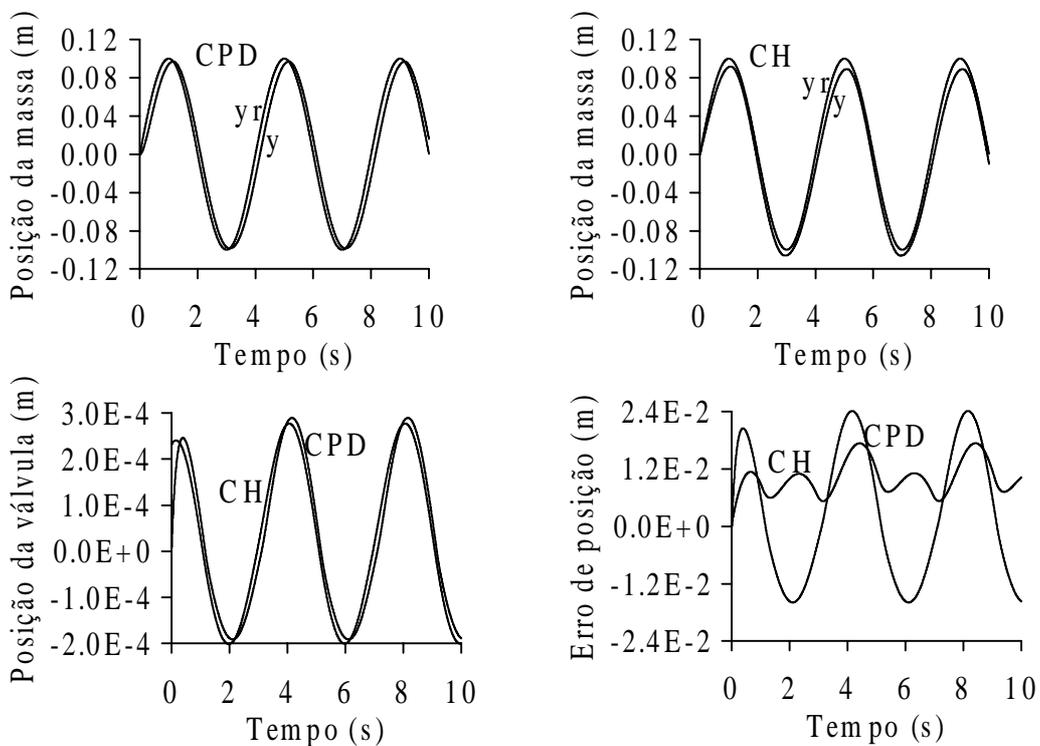


Figura 7 – Resposta à referência senoidal do sistema (modelo não-linear), com força perturbadora e com controladores híbrido (CH) e proporcional-derivativo (CPD)

5. CONCLUSÃO

Neste trabalho projetou-se um controlador híbrido para posicionamento de uma carga acionada por um atuador hidráulico. O projeto foi realizado em duas etapas; a primeira, para treinamento de uma rede neural multi-camadas e a segunda, que é a de operação, através dos controladores neural inverso direto e proporcional. Neste modelo, o controlador neural inverso direto teve seus pesos corrigidos através do erro de saída e do ganho do controlador proporcional. Em seguida, foram realizadas simulações usando-se um controlador proporcional-derivativo e o híbrido para dois sinais de referência. Através dos resultados obtidos observa-se que o controlador híbrido apresenta desempenho superior ao do proporcional-derivativo, estando ou não o sistema submetido a perturbação. Por outro lado, o híbrido também tem desempenho superior ao neural inverso direto, por ser de malha fechada. Pesquisas futuras serão desenvolvidas com o intuito de implementar novas técnicas de controle usando redes neurais, para o posicionamento de sistemas acionados por atuadores hidráulicos.

REFERÊNCIAS

- Cavalcanti, J. H. F., 1994, “Controladores neuronais adaptativos”, Tese de doutorado, Universidade Federal da Paraíba, Campina Grande, Paraíba, Brasil.
- Cunha, M. A. B., Guenther, R., De Pieri, E. R., 1998, “Controlador em cascata com adaptação de parâmetros aplicado a um atuador hidráulico”, Proceedings of XII Brazilian Automatic Conference - XII CBA, September 14-18, Uberlândia, MG, Brazil, vol. 1, pp. 211-216.
- Guenther, R., De Pieri, E. R., 1997, “Cascade Control of Hydraulic Actuators”, RBCM – Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences, vol. XIX, n. 2, pp. 108-120.
- Haykin, S., 1994, “Neural Networks - A Comprehensive Foundation”, Macmillan, New York.
- Miller III, W. T., Sutton, R. S., Werbos, P. J., 1995, “Neural Networks for Control”, The MIT Press, London.
- Ogata, K., 1982, “Engenharia de Controle Moderno”, Editora Prentice/Hall do Brasil Ltda, Rio de Janeiro - RJ.
- Riul, J. A., Cavalcanti, J. H. F., SILVA, J. F., 1999, “Neurocontrolador Inverso Direto aplicado a um Atuador Hidráulico”, Anais do XV Congresso Brasileiro de Engenharia Mecânica, Águas de Lindóia, S.P.