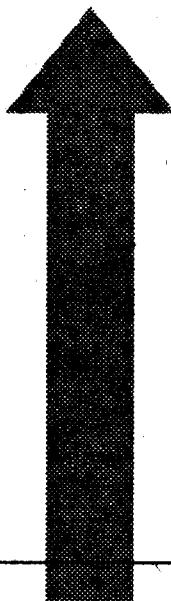
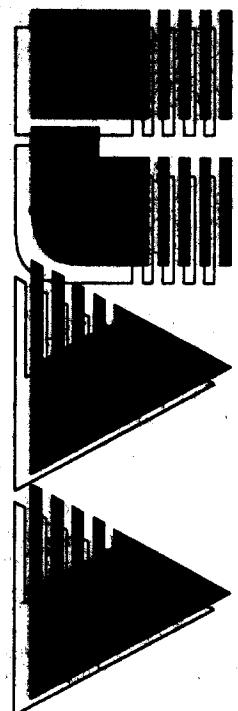


# INTERNATIONAL JOURNAL

HEFT 2

Jg. 5, (1997)

## AUTOMATION AUSTRIA



INHALT	Seite
WURMSPÖHLER, P. State Space Optimal Control for a Rigid Robot Excited by Non-Conservative Cross-Coupling Forces	37
BOHNE, M. Approximate Identification of Stochastic Systems	51
KÖRNER, K.; LÖRSIK, L.; FRITZ, H.; WILHELM, H. Optische Messung der Ebenheitsabweichungen bei der Dünnschichtherstellung von Displays	64
SCHLAGLICH, G. BUCHBESPRECHUNG	75
EIN INSTITUT STELLT SICH VOR ...	82
VERANSTALTUNGSKALENDER	84
	86

# State Space Adaptive Control for a Rigid Rotor Excited by Non-Conservative Cross-Coupling Forces

P. Wurmsdöbler

Institute for Machine and Process Automation  
University of Technology Vienna, Austria

## Abstract

In this paper an adaptive state space controller for a rigid rotor suspended in active magnetic bearings is presented. Based on a discrete time state space model in controller canonical form a recursive adaptation algorithm is used to estimate both all system parameters and all states. A pole placement controller with additional integrative feedback is then calculated upon the identified model. The entire control concept was tested by means of simulation. Simulation runs of the closed loop system including the proposed algorithm show the successful operation for changes of system parameters, in this case the sudden appearance of non-conservative cross-coupling forces, as generated by seals, for example.

## 1 Introduction

In conventional rotor-bearing systems with journal bearings and seals, non-conservative cross-coupling forces may lead to instability. A possible way to cope with this problem is to reduce the influence of the cross-coupling mechanism by applying higher damping to the system, which means dissipation of energy.

If a rotor is levitated by magnetic bearings, one can make use of the controllability of the entire system by active magnetic bearings. In many active magnetic bearing applications the design of the entire control system is performed under the assumption that all system parameters are exactly known in advance and do not change during operation. For these type of plants adaptive control is not necessary. It is sufficient to design a robust controller for a limited range of operation.

In high performance turbomachinery, however, a change in system parameters, such as a sudden change of pressure in a turbo pump may easily occur. This event may lead to a change in stiffness parameters of a sealing and finally to destabilising non-conservative cross-coupling forces, for example. In this case an adaptive controller is absolutely necessary. Non-conservative forces can then be compensated by control forces without loss of stability and without applying more damping to the rotor-bearing system by means of on-line identification and adaptive control techniques.

## 2 System modelling

In order to apply state space adaptive control to a system, a comprehensive model has to be established for two reasons. Firstly, a precise model is needed for simulation purposes, and secondly a linear state space model can be derived from the previous one. In the following all subsystems used for the simulation model and for the derivation of a linear state space model are presented (see [Wurmsdobler, 1997] for a detailed description).

**Digital controller:** The controller executes the control laws within the sampling period  $T_s = 100 \mu\text{s}$ . The quantisation, however, is symbolically ascribed to the ADCs and DACs.

**DAC for control voltage:** The DAC (Digital to Analogue Converter) is modelled by a series of saturation, quantiser and time delay.

**PWM with switching amplifier:** The PWM (Pulse Width Modulator) in conjunction with the switching amplifier is modelled as a saw-tooth generator modulating the input, a comparator, and two voltage sources.

**Bearing actuator model:** All magnetic actuators are equal in design and consist of four electromagnets. For each electromagnet the well known equations for an electro magnetic circuit are used with the switched voltage as input and the coil current and the magnetic force as output.

**Rotor model:** The second order equation of motion for a rigid rotor with its degrees of freedom expressed by the bearing coordinates are used with the actuator forces as input and the rotor positions as output.

**Position sensors and ADC for measured rotor positions:** The measurement process is short cut by the conversion constant  $k_m$ . The ADC (Analogue to Digital Converter) is simulated by a series of quantiser, time delay and saturation.

**ADC for measured currents:** The conversion process is simulated by a series of quantiser, time delay and saturation.

### 2.1 Model linearisation

The goal for the linearisation process is to derive a linear state space model of the nonlinear rotor bearing system as described above for the point of operation defined by steady state values for all state variables involved in the rotor bearing system. In the present investigation these are the rotor position, the rotor velocity, and all fluxes of all electromagnets of both magnetic actuators defined by the bias current. This bias current is  $i_0 = 4 \text{ A}$  for the present application. The rotor position and velocity are zero for the point of operation.

In order to make a linearisation at the point of operation possible, a current control loop is introduced for all electromagnets. This procedure reduces the order of the state space model as long as the bandwidth of the current control loop covers the frequency band of the position control loop (see [Wurmsdobler, 1997] for more details).

### 2.1.1 Linearised actuator model

The linearised model of the active magnetic bearings is given by the current gain factor  $K_i$  and the position stiffness  $K_s$  as

$$K_i = \frac{4 N^2 i_0}{\mathcal{R}_0^2 \mu_0 A} \cos \frac{\alpha}{2}, \quad \text{and} \quad K_s = -\frac{8 N^2 i_0^2}{\mathcal{R}_0^3 \mu_0^2 A_l^2} \cos \frac{\alpha}{2}, \quad (1)$$

with the number of windings  $N$ , the initial reluctance  $\mathcal{R}_0$ , the magnetic permeability in vacuum  $\mu_0$ , the cross section area  $A$ , and the angle between the pole shoes  $\alpha$ .

### 2.1.2 Linear continuous time state space model for the rotor bearing system

The position control loop basically consists of the magnetic actuator, the rotor, the sensors, the ADCs and the controller. The conversion delay of  $3 \mu\text{s}$  for the ADCs is negligible in comparison with the sample time of  $100 \mu\text{s}$ . The conversion gain from m to  $\mu\text{m}$  is ascribed to the rotor model, which is linear itself. Neglecting the transfer characteristics of the sensors, ADCs and DACs, the resulting continuous time state space model is then given in bearing coordinates in the form

$$\dot{\mathbf{x}}_b = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}_b + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}, \quad (2)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_b, \quad (3)$$

with the continuous time state vector  $\mathbf{x}_b = [\mathbf{z}_b, \dot{\mathbf{z}}_b]^T$ , the output vector  $\mathbf{y} = k_m \mathbf{z}_b$ , and the input vector  $\mathbf{u}$  and the rotor positions in bearing coordinates  $\mathbf{z}_b$ .

Although the position is measured in the sensor planes, the proximity sensors are assumed to be collocated with the bearings for the linear model. This is justified for a rigid rotor model, because the displacements in the bearing planes  $\mathbf{z}_b$  can easily be calculated from the sampled sensor signal by the simple transformation. The system matrices are defined as follows:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{I} \\ -\mathbf{M}_b^{-1} (\mathbf{N}_b + \mathbf{K}_s) & -\mathbf{M}_b^{-1} \mathbf{G}_b \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{M}_b^{-1} \mathbf{K}_i \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$\mathbf{C} = [k_m \mathbf{I} \ \mathbf{0}], \quad (6)$$

with the mass matrix  $\mathbf{M}_b$ , the gyroscopic matrix  $\mathbf{G}_b$ , the position stiffness matrix  $\mathbf{K}_s$ , the current gain matrix  $\mathbf{K}_i$ , and the matrix of the non-conservative cross coupling forces  $\mathbf{N}$  expressed in bearing coordinates.

### 2.1.3 Deterministic discrete time state space model for the rotor bearing system

A transformation into a discrete time system with sampling time  $T_s$  yields a deterministic discrete state space model of no particular structure. Since the discrete state space model

should have a minimum number of parameters to be identified, it is transformed into a canonical form. Numerical errors accompanied by that form can be avoided by scaling the measured input to  $\mu\text{m}$  instead of meters. With respect to the calculation of an adaptive controller, a controller canonical form is chosen [Tolle, 1985]. The entire deterministic model in canonical form introducing 64 parameters is then

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k), \quad (7)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k), \quad (8)$$

with the  $(8 \times 1)$ -state vector  $\mathbf{x}(k)$ . The  $(4 \times 1)$ -input vector  $\mathbf{u}(k)$  is the sampled input vector  $\mathbf{u}(t)$  and the  $(4 \times 1)$ -output vector  $\mathbf{y}(k)$  is the sampled vector  $\mathbf{y}(t)$ . The  $(8 \times 8)$ -system matrix  $\mathbf{A} = \{\mathbf{A}^{(ij)}\}$  is partitioned into the  $\nu_i$ -dimensional sub-matrices of the form

$$\mathbf{A}^{(ii)} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2^{(ii)} & -a_1^{(ii)} \end{bmatrix}, \quad \text{and} \quad \mathbf{A}^{(ij)} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -a_2^{(ij)} & -a_1^{(ij)} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

with  $i, j = 1, 2, 3, 4$  and  $\nu_i$  being the structural indices [Tolle, 1985]. The  $(8 \times 4)$ -control matrix  $\mathbf{B} = \{\mathbf{b}^{(ij)}\}$  is composed of

$$\mathbf{b}^{(ii)} = [0 \ 1]^T, \quad \text{and} \quad \mathbf{b}^{(ij)} = [0 \ 0]^T, \quad (10)$$

and the  $(4 \times 8)$  measurement matrix  $\mathbf{C} = \{\mathbf{c}^{(ij)}\}$  is

$$\mathbf{c}^{(ij)} = \begin{bmatrix} c_2^{(ij)} & c_1^{(ij)} \end{bmatrix}. \quad (11)$$

### 3 State space adaptive control

A regulator is a feedback mechanism by which a system is guided along a desired behaviour. The design of this regulator is commonly based upon a mathematical model of the system to be controlled. Such a model as derived in the previous section is treated as a true description of the system and is expected not to change in terms of its structure. The plant parameters, however, can be slowly time-variant or may be uncertain from the beginning. In these cases, adaptive control is necessary. In the following a model identification adaptive control algorithm is presented.

#### 3.1 State and parameter estimation

Based upon the deterministic state space model defined by Eqn.(7) and Eqn.(8), a predictor for the output  $\mathbf{y}(k)$  including the Kalman matrix  $\mathbf{K}$  is introduced as

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1, \mathbf{p}) = \mathbf{A}(\mathbf{p}) \hat{\mathbf{x}}(k, \mathbf{p}) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) + \mathbf{K}(\mathbf{p}) \boldsymbol{\varepsilon}(k), \quad (12)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}(\mathbf{p}) \hat{\mathbf{x}}(k, \mathbf{p}) + \boldsymbol{\varepsilon}(k), \quad (13)$$

where  $\boldsymbol{\varepsilon}(k)$  corresponds to the prediction error or *innovation* with

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k, \mathbf{p}) = \mathbf{y}(k) - \hat{\mathbf{y}}(k|\mathbf{p}), \quad (14)$$

and  $\hat{\mathbf{y}}(k|\mathbf{p})$  is the estimated output of the system under the assumption of the parameter vector  $\mathbf{p}$ . The Kalman matrix is parameterised as  $\mathbf{K}(\mathbf{p}) = \{\mathbf{k}^{(ij)}\}$  with  $i, j = 1, 2, 3, 4$  and

$$\mathbf{k}^{(ij)} = \begin{bmatrix} k_2^{(ij)} & k_1^{(ij)} \end{bmatrix}^T. \quad (15)$$

All parameters of this innovations model defined by the matrices  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{C}$  and  $\mathbf{K}$  are summarised within the  $n_p$ -dimensional parameter vector

$$\mathbf{p} = \left[ -a_2^{(11)}, -a_1^{(11)}, \dots, c_2^{(11)}, c_1^{(11)}, \dots, k_2^{(11)}, k_1^{(11)}, \dots \right]. \quad (16)$$

The Kalman matrix introduces 32 more parameters to the entire estimation algorithm, which means that there are  $n_p = 96$  parameters to be estimated. Based upon the innovations model a recursive algorithm has to be implemented to estimate the system states, all system parameters and the Kalman matrix under on-line conditions for a controlled system with stochastic disturbances. It must be admitted that the number of parameters to be estimated is rather high, but the numerical implementation of the adaptation algorithm should be possible due to the simplicity of the numerical operations involved.

### 3.1.1 The recursive prediction error method

The *recursive prediction error method* (RPEM, [Ljung and Søderstrøm, 1983] ) applied to the innovations model is used in this work. This algorithm can estimate both system parameters and the system states. An innovations model is used to predict the system states  $\hat{\mathbf{x}}(k)$  and the output  $\hat{\mathbf{y}}(k)$  based upon the system inputs  $\mathbf{u}(k)$  and its parameters  $\hat{\mathbf{p}}(k)$ . The difference between model output  $\hat{\mathbf{y}}(k)$  and the measured system output  $\mathbf{y}(k)$ , the prediction error  $\boldsymbol{\varepsilon}(k)$ , is then used for updating the system parameters  $\hat{\mathbf{p}}(k)$ . These parameters are later on used for the controller design. The implemented algorithm can be summarised by the following equations with the estimated parameter vector  $\hat{\mathbf{p}}$ . These equations have to be evaluated at each sample time interval.

1. Compute the estimation error  $\boldsymbol{\varepsilon}$  from the measured output and the previous estimate such that

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}}(k|\hat{\mathbf{p}}(k-1)). \quad (17)$$

2. Compute the auxiliary matrix

$$\mathbf{L}(k) = \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\Psi}(k) \left( \mathbf{I} + \boldsymbol{\Psi}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \boldsymbol{\Psi}(k) \right)^{-1}. \quad (18)$$

3. Then compute the new parameter estimate  $\hat{\mathbf{p}}$  such that

$$\hat{\mathbf{p}}(k) = \hat{\mathbf{p}}(k-1) + \mathbf{L}(k) \boldsymbol{\varepsilon}(k), \quad (19)$$

4. and update the covariance matrix

$$\mathbf{P}(k) = \frac{1}{\rho(k)} \left( \mathbf{P}(k-1) - \mathbf{L}(k) \boldsymbol{\Psi}^T(k) \mathbf{P}(k-1) \right). \quad (20)$$

5. For the use with the state space controller compute the estimated states

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \mathbf{A}(\hat{\mathbf{p}}(k)) \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) + \mathbf{K}(\hat{\mathbf{p}}(k)) \boldsymbol{\varepsilon}(k), \quad (21)$$

6. and the estimated outputs  $\hat{\mathbf{y}}$  for the next cycle

$$\hat{\mathbf{y}}(k+1) = \mathbf{C}(\hat{\mathbf{p}}(k)) \hat{\mathbf{x}}(k+1). \quad (22)$$

7. The computation of the auxiliary matrix

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(k+1, \hat{\mathbf{p}}(k)) &= \left( \mathbf{A}(\hat{\mathbf{p}}(k)) - \mathbf{K}(\hat{\mathbf{p}}(k)) \mathbf{C}(\hat{\mathbf{p}}(k)) \right) \mathbf{W}(k, \hat{\mathbf{p}}(k-1)) \\ &\quad + \mathbf{M}_k - \mathbf{K}(\hat{\mathbf{p}}(k)) \mathbf{V}_k, \end{aligned} \quad (23)$$

8. yields the gradient matrix

$$\boldsymbol{\Psi}(k+1) = \mathbf{W}^T(k+1, \hat{\mathbf{p}}) \mathbf{C}^T(\hat{\mathbf{p}}(k)) + \mathbf{V}_k^T(k+1). \quad (24)$$

The matrices  $\mathbf{M}_k = \mathbf{M}_k(\mathbf{p}, \hat{\mathbf{x}}(k), \boldsymbol{\varepsilon}(k))$  and  $\mathbf{V}_k = \mathbf{V}_k(\mathbf{p}, \hat{\mathbf{x}}(k))$  are model specific and have to be calculated only once in terms of their structure [Wurmsdobler, 1997].

### 3.1.2 Forgetting factor

Special attention has to be paid to the so-called forgetting factor  $\rho(k)$  in Eqn.(20). This factor determines the rate of change for the covariance matrix and can be compared to a gain for an ordinary control loop. If this factor is too small ( $\rho(k) \ll 1$ ), the covariance matrix increases too fast, if it is too large (close to 1), the algorithm reacts too slowly to parameter changes. Therefore, the forgetting factor needs to be controlled separately by a statistical value, which gives the change of the variance of the estimation error. This value

$$\delta(k) = \frac{\hat{\sigma}_\varepsilon^2(N_1, k) - \hat{\sigma}_\varepsilon^2(N_2, k)}{\hat{\sigma}_\varepsilon^2(N_2, k)}, \quad (25)$$

is introduced with  $N_1 \leq N_2$  and  $\hat{\sigma}_\varepsilon^2(N_i, k)$  as estimate for the prediction error variance with a variable memory  $N_i$ . The idea behind this algorithm is, that under the assumption of a stationary process, the variance of the estimation error in a steady state should be stationary as well. If  $\delta(k)$  triggers the threshold  $\delta_H$ , e.g. 20% of the mean variance, then the parameters of the controlled system are assumed to have changed which causes higher estimation error. The consequences are:

1. Reset the forgetting factor  $\rho(k)$  to a smaller value  $\rho_0$ ,
2. Add a white noise signal of certain deflection to the set point.

The first action causes the increase of the covariance matrix on the one hand, and weight the estimated values in its memory less than the innovation on the other hand. With the second action the closed loop system is excited by an uncorrelated signal. If  $\delta(k)$  falls beyond the threshold  $\delta_H$  again,  $\rho(k)$  follows a law

$$\rho(k) = k_\rho \rho(k-1) + (1 - k_\rho) \rho_\infty, \quad (26)$$

with  $\rho_\infty$  the final value and  $k_\rho$  determining the rate of change. Then, assuming that the new parameters are already found, the covariance decreases to a minimum value.

### 3.1.3 Stability of the estimation algorithm

The most interesting problem about the estimation algorithm is its stability. As proved in [Ljung and Søderstrøm, 1983], the stability of the estimation algorithm is given, if

$$\left| \text{eig} \left( \mathbf{A}(\mathbf{p}) - \mathbf{K}(\mathbf{p}) \mathbf{C}(\mathbf{p}) \right) \right| < 1, \quad (27)$$

i.e. if the predictor based upon the innovations model defined by Eqn.(12) is stable. Therefore, the eigenvalues of the predictor have to be calculated each time step, when a new estimate has been calculated. An observation is not used if it causes the predictor to be unstable and the parameter vector is only updated if the resulting predictor is stable.

## 3.2 Controller design

Once the parameters of the system are estimated, the state space controller can be computed based upon the identified model with the assumption that the system parameters are estimated properly (*certainty equivalence principle*, [Goodwin and Sin, 1984]).

In this work a pole placement controller is chosen, because stability has to be guaranteed from the beginning based upon a precalculated model. Another reason for pole placement is that active magnetic bearing systems are viewed as mechanical systems with eigenfrequencies and a certain bandwidth. By means of pole placement specific dynamic characteristics can be applied to the controlled system.

The control law for a state space controller with integrative feedback carried out by the integration of the control variable is used in the form

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}_I(k) - \mathbf{K}_x \hat{\mathbf{x}}(k), \quad (28)$$

$$\mathbf{u}_I(k+1) = \mathbf{u}_I(k) + \mathbf{K}_I \mathbf{e}(k), \quad (29)$$

$$\mathbf{e}(k) = \mathbf{w}(k) - \mathbf{y}(k). \quad (30)$$

with the integrative feedback gain matrix  $\mathbf{K}_I = \{k_I^{(ij)}\}$  and  $i, j = 1, 2, 3, 4$ . The controller gain  $\mathbf{K}_x = \{\mathbf{k}_x^{T(ij)}\}$  is parameterised by

$$\mathbf{k}_x^{T(ij)} = \begin{bmatrix} k_{x_2}^{(ij)} & k_{x_1}^{(ij)} \end{bmatrix}. \quad (31)$$

Applying the  $z$ -transformation for Eqn.(28), Eqn.(7) and Eqn.(8), the transformed output of the controlled system with simple state feedback results in

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{C} \left( z \mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{K}_x \right)^{-1} \mathbf{B} \mathbf{U}_I(z). \quad (32)$$

With the convention making use of the controller canonical form [Nazaruddin, 1994]

$$\mathbf{N} \mathbf{D}^{-1} = \mathbf{C} \left( z \mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{B} \mathbf{K}_x \right)^{-1} \mathbf{B}, \quad (33)$$

the system output can be rewritten as

$$\mathbf{Y}(z) = \mathbf{N} \mathbf{D}_I^{-1} \mathbf{K}_I \mathbf{W}(z), \quad (34)$$

with the closed loop polynomial matrix

$$\mathbf{D}_I = (z - 1) \mathbf{D} + \mathbf{K}_I \mathbf{N}. \quad (35)$$

The essence of the controller design is that the matrix  $\mathbf{D}_I$  is set equal to a desired polynomial matrix  $\mathbf{P}_I$ , which is a diagonal matrix with the elements  $P_I^{(ii)}(z)$  of order  $\nu_i + 1$  such as  $\mathbf{P}_I = \text{diag } P_I^{(ii)}(z)$  with  $i = 1, 2, 3, 4$  with the desired polynomials for the closed loop system with integrative feedback

$$P_I^{(ii)}(z) = z^3 + p_{I_1}^{(ii)} z^2 + p_{I_2}^{(ii)} z + p_{I_3}^{(ii)}. \quad (36)$$

The integrative feedback gain can be calculated from the steady state condition as

$$\mathbf{K}_I = \mathbf{P}_I(z) \mathbf{N}^{-1}(z) \Big|_{z=1}. \quad (37)$$

What remains is the computation of the polynomials in  $\mathbf{D} = \text{diag } P^{(ii)}(z)$ , with the desired polynomials  $P^{(ii)}(z)$  of the closed loop system without integrative feedback,

$$P^{(ii)}(z) = z^2 + p_1^{(ii)} z + p_2^{(ii)}. \quad (38)$$

Heuristically speaking, this means how to chose the polynomials  $P^{(ii)}(z)$  in order to achieve the closed loop polynomials  $P_I^{(ii)}(z)$  based upon the integrative feed back gain  $\mathbf{K}_I$ . Without claim on generality, the following solution is proposed

$$p_1^{ii} = p_{I_1}^{ii} + 1, \quad (39)$$

$$p_2^{ii} = \sum_{j=1}^4 c_2^{ji} k_w^{(ij)} - p_{I_3}^{ii}. \quad (40)$$

The poles of the closed loop system without integrative feedback are determined by the closed loop system matrix  $\mathbf{A}_{cl} = \mathbf{A} - \mathbf{B} \mathbf{K}_x$  and the system matrices  $\mathbf{A}$  and  $\mathbf{B}$  being in controller canonical form. The coefficients of the control matrix can be easily calculated in the form

$$k_{x_m}^{(ij)} = a_m^{(ij)}, \quad (41)$$

$$k_{x_m}^{(ii)} = a_m^{(ii)} + p_m^{(ii)}, \quad (42)$$

with  $m = 1, 2$  and  $i, j = 1, 2, 3, 4$  [Nazaruddin, 1994].

Here, an advantage of a model description in controller canonical form becomes obvious. All parameters of the state space controller can be calculated directly from the state space model using simple algebra.

## 4 Simulation results

In order to simulate a change in system parameters, the sudden appearance of non-conservative cross-coupling forces as generated by seals of rotating machinery rotors is assumed. These forces change the system matrix by changing the skew-symmetric cross-coupling terms of the stiffness matrix in a given rotor plane. The step is considered to be the worst case in turbomachinery application, e.g. a sudden pressure loss or leakage in sealings leads to a parameter change in a linear model. Actually, the effect of the cross-coupling forces develops slowly, and an abrupt change in the non-conservative stiffness parameter can be considered as a worst case scenario.

### 4.1 Initial values

For the simulation of a parameter change all initial state values are set equal to the initial values for a set point change as described in the previous section, namely  $\mathbf{x}(t = 0) = \mathbf{0}$ ,  $\dot{\mathbf{x}}(k = 0) = \mathbf{0}$ ,  $\mathbf{u}(k = 0) = \mathbf{0}$ , and  $\boldsymbol{\varepsilon}(k = 0) = \mathbf{0}$ .

The initial parameters for the estimation algorithm are set equal to the *a priori* values, derived from the linear state space model in controller canonical form. The initial covariance is set to a rather small value of  $\mathbf{P} = 10^{-8} \cdot \mathbf{I}$ . The covariance is only increased if a parameter change is triggered by using the forgetting factor.

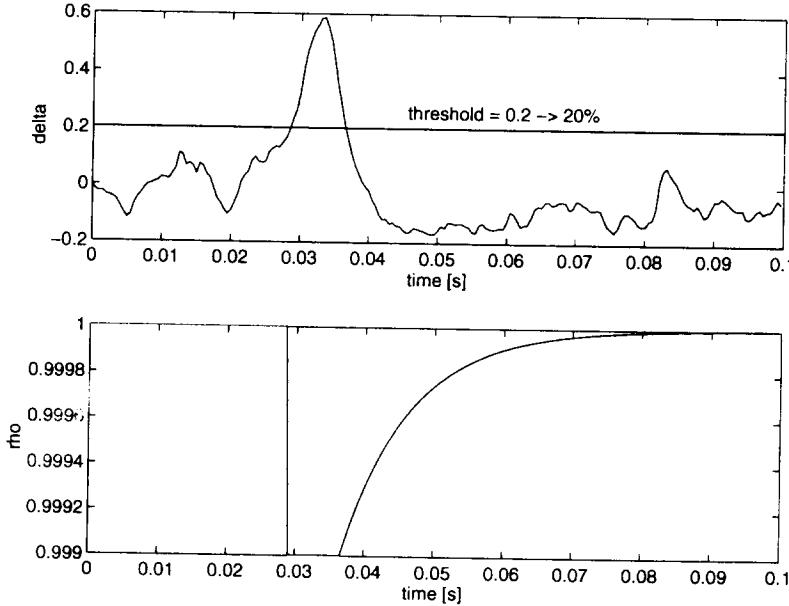
The forgetting factor  $\rho(k)$  determines the change of the covariance matrix, i.e. its increase or decrease. The initial value is chosen to be  $\rho(k = 0) = 1$  which corresponds to practically no forgetting, or heuristically speaking, the initial parameters are believed to be the true ones.

### 4.2 System response due to parameter change

The controlled rotor bearing system is then exposed to a parameter change at  $t = 0.01$  s applied to the system by a sudden appearance of cross-coupling forces with a skew-symmetric non-conservative stiffness factor of  $k_n = 6 \cdot 10^6$  N/m at a given plane along the rotor axis.

Immediately after the parameter change the system is unstable in terms of its structure, but the displacements increase slowly. When a certain signal to noise ratio is achieved, the parameter change is recognised by the algorithm. In other words, if the variance of the prediction error increases and thus the forgetting control factor  $\delta(k)$  presented in Eqn.(25) passes a certain threshold, the parameters are assumed to have changed. Therefore, the forgetting factor is set to a smaller value, in this case  $\rho_0 = 0.999$ . The corresponding plots can be seen in Fig. 1.

In addition to the reset of  $\rho(k)$ , a white noise signal with the arbitrarily chosen maximum deflection of  $100 \mu\text{m}$  is added to the set point. Since this part of the set point error is not correlated to the estimation error generated by the measurement noise, the signal to noise ration increases which makes the algorithm converge faster. The burst signal is added to the set point as long as  $\rho(k)$  remains reset, i.e. as long as  $\delta(k)$  is larger than the threshold.



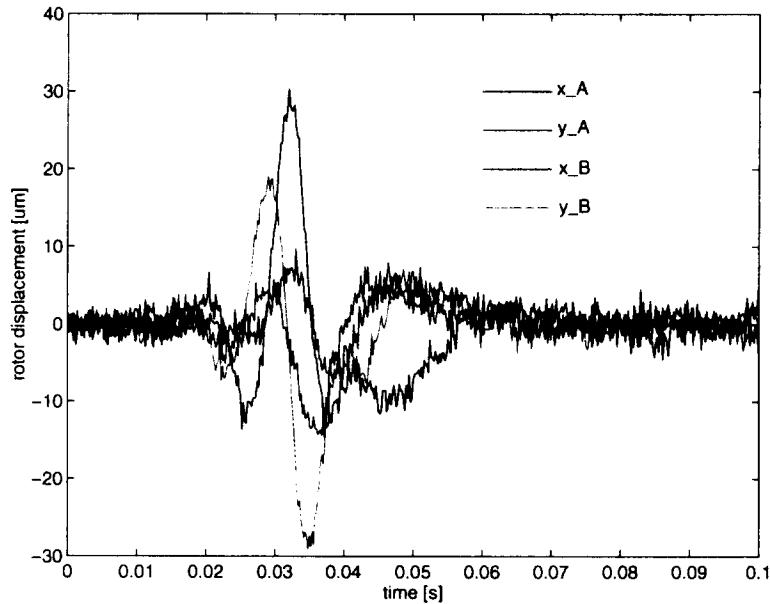
*Figure 1: Time history of the forgetting control variable  $\delta$  and the forgetting factor  $\rho$ , after the appearance of a non-conservative cross-coupling stiffness of  $k_n = 6 \cdot 10^6$  N/m at time  $t = 0.01$  s.*

Parallel to the identification, the controller parameters are calculated according to Eqn.(41) and Eqn.(42). It can be observed that the feedback gain matrix of the state space controller becomes non-symmetric to the same extent as the parameter of the non-conservative stiffness does. This effect can easily be seen in Eqn.(41). These non-symmetric entries in the controller matrix cause a force, which directly compensates the non-conservative forces of the system. Due to the adaptation of the controller the rotor bearing system can recover from a destabilising parameter change. The time history of the rotor displacements and the control currents can be seen in Fig. 2 and Fig. 3, respectively.

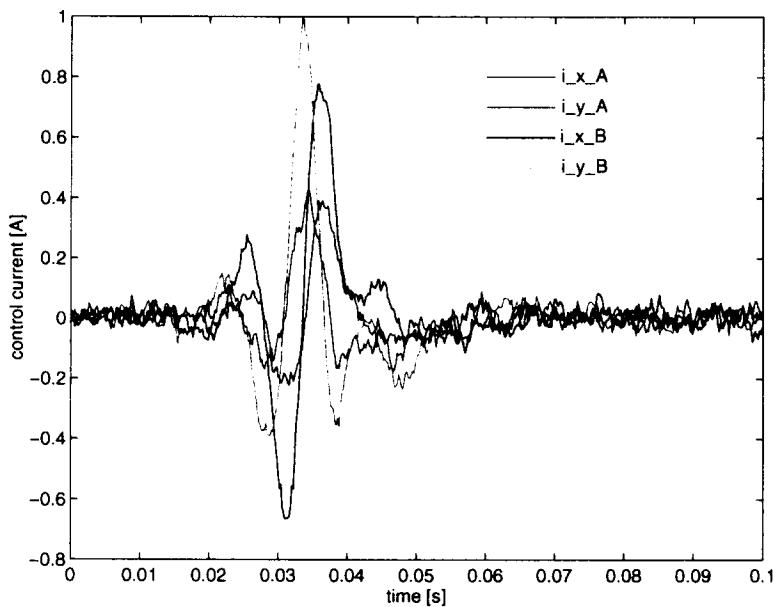
In total  $n_p = 96$  parameters are adapted, but only few of them change significantly. This is due to the fact that not every parameter is affected by the change of the non-conservative stiffness factor to the same extent. Note that the parameters in the parameter vector  $\mathbf{p}$  depend on discrete time state space matrices, and have neither a specific unit nor a unique physical meaning.

The parameter  $\mathbf{p}(1)$ , is equal to  $-a_2^{11}$  of the system matrix  $\mathbf{A}$  and depends mainly on the rotor mass. Therefore, it is obvious that this parameter does not change significantly. The time history of this parameter can be seen in Fig. 5 in Fig. 4.

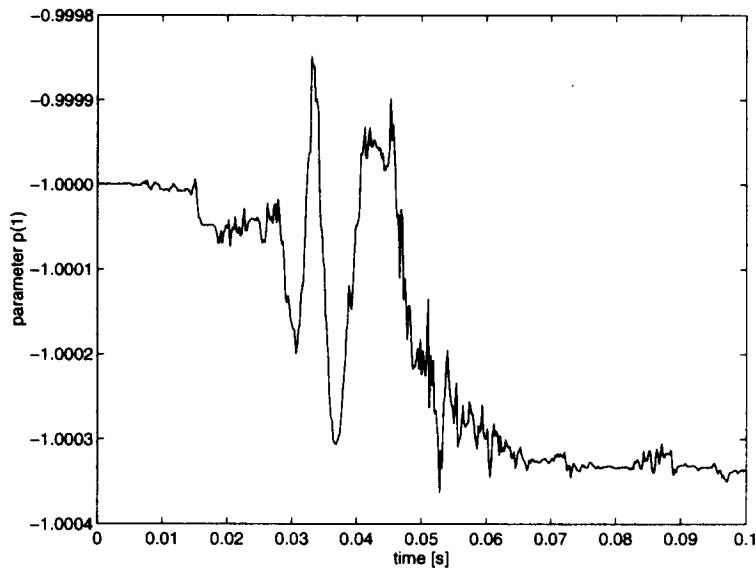
A second parameter,  $\mathbf{p}(8)$  is equal to  $-a_1^{14}$ , a non-symmetric entry of the system matrix  $\mathbf{A}$  which is of course affected by the skew-symmetric non-conservative stiffness parameter. The time history of this parameter can be seen in Fig. 5.



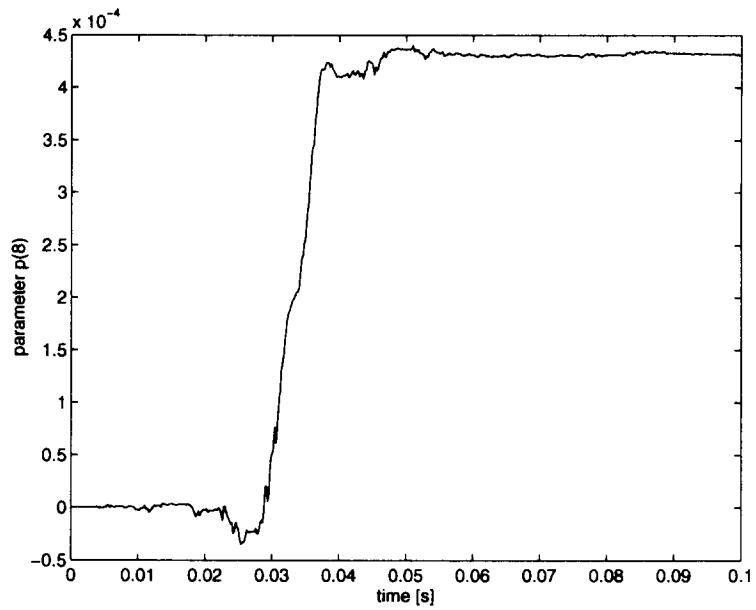
*Figure 2: Time history of the rotor displacements after the appearance of a non-conservative cross-coupling stiffness of  $k_n = 6 \cdot 10^6$  N/m at time  $t = 0.01$  s.*



*Figure 3: Time history of the control currents after the appearance of a non-conservative cross-coupling stiffness of  $k_n = 6 \cdot 10^6$  N/m at time  $t = 0.01$  s.*



*Figure 4: Time history of a sample system parameter  $\mathbf{p}(1)$  after the appearance of a non-conservative cross-coupling stiffness of  $k_n = 6 \cdot 10^6 \text{ N/m}$  at time  $t = 0.01 \text{ s}$ .*



*Figure 5: Time history of a sample system parameter  $\mathbf{p}(8)$  after the appearance of a non-conservative cross-coupling stiffness of  $k_n = 6 \cdot 10^6 \text{ N/m}$  at time  $t = 0.01 \text{ s}$ .*

## 5 Conclusions

If a parameter change destabilises the system, the closed loop poles are moved outside the unit-circle in the  $z$ -plane, or into the right half complex plane in the continuous time domain. The new poles determine the speed of the destabilisation process, i.e. the time delay until the rotor touches the backup bearing or the amplifiers reaches saturation. This means that the adaptation algorithm has to adapt the system parameters and hence the controller parameters within a certain time and without making the controller run into saturation. Roughly speaking, the adaptation law has to move the closed loop poles back into the stability region, i.e. inside the unit circle.

The speed of the adaptation algorithm is determined by the value of the forgetting factor and the covariance of the parameters to be estimated. Of course, a large covariance covers many parameter changes for systems with slow dynamics. As for the presented system, a large covariance destabilises the system, because unstable predictors are generated permanently, which violate the stability criterion for the adaptation procedure. Therefore, the covariance has to be kept rather small, which could be proved by means of simulation as well. Otherwise the entire system becomes unstable even if there is no parameter change.

The forgetting factor is the second parameter determining the adaptation speed in two ways. On the one hand, a low forgetting factor means that the parameters are considered to be false and the newly estimated are “more true”. Then the parameters can change quickly and adapt to the new situation, but generate unstable predictors as well, which destabilise the adaptive control loop in the end. On the other hand the covariance is increased fast if the forgetting factor is too low. This leads to the aforementioned problem of unstable predictors. What remains is a dilemma. Either the system is destabilised by parameter changes with the adaptation algorithm being too slow due to a small covariance, or by unstable predictors with the covariance being too large.

Whether the adaptation algorithm can follow a parameter change finally depends on the covariance and the forgetting factor within certain constraints:

- If the initial covariance is too large from the beginning ( $\mathbf{P} > 10^{-6} \cdot \mathbf{I}$ ), unstable predictors result.
- If the covariance is small enough ( $\mathbf{P} < 10^{-6} \cdot \mathbf{I}$ ), and if
  - the forgetting factor is too small ( $\rho(k) \ll 0.999$ ) a large variance of the system parameters is caused which finally destabilises the system.
  - the forgetting factor is chosen properly ( $\rho(k) \approx 0.999$ ), the adaptation algorithm can cope with the parameter change.
  - the forgetting factor is too large ( $\rho(k) \approx 1$ ), the system runs into saturation before the algorithm adapts to the true parameters.

As a conclusion it can be pointed out that the algorithm for adaptive control presented in this work performs excellently for a certain range of parameter changes. If these are too large instability cannot be prevented.

## 6 Acknowledgements

The author expresses his honest thanks to the Austrian Science Foundation ("Fonds zur Förderung der wissenschaftlichen Forschung", FWF) for supporting this project.

## References

- [Bierman, 1988] Bierman, G. (1988). *Factorisation Methods for Discrete Sequential Estimation*. Academic Press, New York.
- [Goodwin and Sin, 1984] Goodwin, C. and Sin, K. (1984). *Adaptive Filtering Prediction and Control*. Information and System Science Series, edited by Kailath, T. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- [Ljung and Søderstrøm, 1983] Ljung, L. and Søderstrøm, T. (1983). *Theory and Practice of Recursive Identification*. MIT Press, Cambridge Massachusetts.
- [Lang, 1997] Lang, O. (1997). *Vibration Control of a Self-Excited Rotor by Active Magnetic Bearings*. Dissertation, Institut für Maschinendynamik und Meßtechnik, Technische Universität Wien.
- [Nazaruddin, 1994] Nazaruddin, Y. (1994). *Adaptive Regelung von Ein- und Mehrgrößen-systemen auf der Basis der Zustandsraumdarstellung*. Dissertation, Ruhr Universität Bochum.
- [Schweitzer et al., 1993] Schweitzer, G., Traxler, A., and Bleuler, H. (1993). *Magnet-lager, Grundlagen, Eigenschaften und Anwendungen berührungsfreier, elektromagnetischer Lager*. Springer Verlag Berlin. ISBN 3-540-55868-3.
- [Tolle, 1985] Tolle, H. (1985). *Mehrgrößen-Regelkreissynthese, Entwurf im Zustandsraum*. Oldenburg Verlag GmbH, München.
- [Unbehauen and Nazaruddin, 1995] Unbehauen, H. and Nazaruddin, Y. (1995). Adaptive Zustandsregler für Mehrgrößensysteme und ihre praktische Anwendung der Zustandsraumdarstellung. *at-Automatisierungstechnik*, 43:236–241.
- [Wurmsdobler, 1997] Wurmsdobler, P. (1997). *State Space Adaptive Control for a Rigid Rotor Suspended in Active Magnetic Bearings*. Dissertation, Institut für Maschinen- und Prozeßautomatisierung, Technische Universität Wien.

# Approximate Identification of Stochastic Systems

Milan Hofreiter

Czech Technical University, Faculty of Mechanical Engineering

## Abstract

*Identification of continuous stochastic systems including non-linear ones is examined from the Bayesian viewpoint. Controlled Markov chains are suitable models for description of non-linear time-varying stochastic dynamic systems but their use is restricted because of the demands on the computer memory and the amount of data needed for estimation. The aim of this paper is to show how to overcome these restrictions.*

## 1 Introduction

Most processes met in practice are uncertain in the sense that it is not possible to determine exactly the future output values of the process. The purpose of the experimental identification considered throughout the paper is its potential use for prediction and digital control of an uncertain process whose time-oriented sequence of inputs and outputs we are able to observe. Because of assumption of identification of an uncertain process Bayesian approach to identification has been chosen (Peterka, V., 1981).

The basic problem of system identification is to fit a proper model to a system which describes the dependence of the system „output“ on its past values of outputs and inputs.

The model is determined by its structure and parameters. The aim of this paper is also to show one of possible approaches how to estimate the model structure and model parameters for linear and non-linear models.

## 2 Preliminaries

For the sake of simplicity and generality, the same notation  $p(\cdot)$  will be used for probability density functions and probability mass functions and only arguments will indicate which one of these two possibilities is meant. One only has to keep in mind that the integration has to be replaced by the regular summation whenever the argument is discrete. It is assumed throughout the paper that density functions are strictly positive and unknown parameters are supposed to come from a subset of the real space. Two simple rules are essentially sufficient to express all relationships among the joint, marginal and conditional probability distributions. We state the rules for probability distribution  $p(a, b|c)$  of two random variables  $a$  and  $b$  conditional on knowledge of a third variable  $c$ :

**Integration rule.** The marginal probability distribution of one of the variables  $a$  and  $b$  can be obtained by integrating over all possible values of the other variable

$$p(b|c) = \int p(a, b|c) da \quad (1)$$

**Product rule.** The joint probability distribution can be decomposed into a product of conditional and marginal probability distributions as follows

$$p(a, b|c) = p(a|b, c) \cdot p(b|c) \quad (2)$$

Applying the product and integration rules we obtain the Bayes formula

$$p(a|b,c) = \frac{p(b|a,c) \cdot p(a|c)}{\int p(b|a,c) \cdot p(a|c) da} \quad (3)$$

**Conditional independence.** Two random variables  $a$  and  $b$  are conditionally independent under the condition that  $c$  is known if it holds

$$p(a,b|c) = p(a|c) \cdot p(b|c) \quad (4)$$

**Proportionality.** Working with probability distributions we frequently use the symbol  $\propto$  in relations like this

$$p(a) \propto f(a) \quad (5)$$

$$\text{to express that } p(a) = \frac{f(a)}{\int f(a) da} \quad (6)$$

### 3 System Model

In this paper the term system model  $M$  will denote any mathematical description of the system which defines through a finite set of parameters the family of conditional probability distributions

$$p(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, M) \quad t = 1, 2, \dots \quad (7)$$

where

$t$  .... discrete time

$y(t)$  ...  $\rho_y$ -dimensional vector of system outputs

$u(t)$  ...  $\rho_u$ -dimensional vector of system inputs

$d^{(t)} = (d(1), d(2), \dots, d(t))$

$$d(t) = \begin{bmatrix} y(t) \\ u(t) \end{bmatrix} \quad \rho_d \text{-dimensional vector of measured data} \quad (\rho_d = \rho_y + \rho_u) \quad (8)$$

One particular system model is specified by the model structure and by a finite set of parameter values associated with this structure. These model parameters are considered time-invariant constants. If the model structure is known and we need to estimate a finite set of unknown parameters  $\theta$  within a given model structure then  $M$  in (7) can be replaced by  $\theta$ .

Further we will consider a more general situation when we have  $N_H$  hypotheses  $_i H, i = 1, 2, \dots, N_H$  mutually incompatible with probability one that the true system model  $M_s$  (i.e. the model which is equivalent to the system under study) belongs to the class  $C_i$

$$_i H \equiv \{M_s \in C_i\} \quad i = 1, 2, \dots, N_H \quad (9)$$

where the model structure and the set of all parameter values  $, \theta$  which are considered as possible for this model structure define the subset of models  $C_i$ . This subset is called the class of system models.

#### Finite-dimensional statistic:

Let us suppose that the output  $y(t)$  depends on a limited amount of past data through  $\rho_M z$ -dimensional statistic  $M z(.)$  so-called „regression vector“. The statistic  $M z(.)$  maps

$$M z(.) : d^{(t-1)}, u(t) \rightarrow M z(t) \quad (10)$$

That means that the structure of the model is determined by the structure of the statistic  $M z(.)$  and it holds

$$p(y(t)|d^{(t-1)}, u(t), M) = p(y(t)|_M z(t), M) \quad (11)$$

### Natural Conditions of Control

In many cases of practical interest, we may adopt a simplifying assumption that the only information about a system model  $M$  used for computation of the new input is the information contained in the past data. In terms of probability distribution it implies

$$p(u(t)|d^{(t-1)}, M) = p(u(t)|d^{(t-1)}) \quad (12)$$

The condition (12) introduced by (Peterka, V., 1981) is really natural in control of technological processes. The condition is clearly satisfied when the input is produced by an open-loop input generator or by a closed-loop controller.

## 4 System Identification

The problem of identification is to find a mathematical model of a given real system. If a mathematical model expressing input-output description is considered in the form (7) then the identification can be done in two steps (Peterka, V., 1981):

1. Estimation of the system model i.e. calculation of the posterior probability distribution  $p(M|d^{(t)})$

Under the assumption (11) and (12) we may derive the formula for calculation  $p(M|d^{(t)})$  using the rules (1) and (2)

$$p(M|d^{(t)}) \propto p(M) \cdot \prod_{\tau=1}^t p(y(\tau)|_M z(\tau), M) \quad (13)$$

where  $p(M)$  is the prior probability distribution over the set of all system models under consideration.

2. Prediction of the output i.e. calculation of the posterior probability distribution  $p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)})$

With respect to the integration rule (1) and the product rule (2) under the assumption (11) we may derive

$$p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)}) = \int p(y(t+1)|_M z(t+1), M) \cdot p(M|d^{(t)}) dM \quad (14)$$

Since the system model is determined by its structure and parameters it is possible to replace  $M$  by  ${}_i H$  in the relations (13), (14).

Using the same process and the same assumptions as for derivation (13) we obtain for determination of the model structure (Peterka, V., 1981)

$$\begin{aligned} p({}_i H|d^{(t)}) &\propto p({}_i H) \cdot \prod_{\tau=1}^t p(y(\tau)|u(\tau), d^{(\tau-1)}, {}_i H) = \\ &= p({}_i H) \cdot \prod_{\tau=1}^{N_H} \int p(y(\tau)|_i z(\tau), {}_i \theta, {}_i H) \cdot p({}_i \theta|d^{(\tau-1)}, {}_i H) d_i \theta \end{aligned} \quad (15)$$

If we consider all hypotheses „apriori equally likely“ then it is natural to choose

$$p({}_i H) = \frac{1}{N_H} \quad \text{for } i = 1, 2, \dots, N_H \quad (16)$$

If the purpose of system modelling is to predict the future output  $y(t+1)$  then the predictive probability distribution  $p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)})$  can be calculated as follows

$$\begin{aligned} p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)}) &= \\ &= \sum_{i=1}^{N_H} p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)}, iH) \cdot p(iH|d^{(t)}) \end{aligned} \quad (17)$$

## 5 Markov Chain

Markov chains describe a very general class of dynamic systems which are naturally discrete or treated by a digital technology. Identification of a Markov chain is shown below for a single discrete output  $y(\tau)$  and  $\rho_u$ -dimensional discrete valued vector input

$$y(\tau) \in S_y = \{1, 2, \dots, N_y\}, N_y < \infty$$

$$u(\tau) = \begin{bmatrix} u_1(\tau) \\ u_2(\tau) \\ \vdots \\ u_{\rho_u}(\tau) \end{bmatrix}, \tau = 1, 2, \dots, t \quad u_j(\tau) \in S_{u_j} = \{1, 2, \dots, N_{u_j}\}, N_{u_j} < \infty, j = 1, 2, \dots, \rho_u$$

Markov chain is a probabilistic model describing by the transition probability table the relationships of the discrete output  $y(\tau)$  to the finite past input-output history stored in a

$$\text{discrete valued „regression vector“ } i_z(\tau) = \begin{bmatrix} i z_1(\tau) \\ i z_2(\tau) \\ \vdots \\ i z_{\rho_{iz}}(\tau) \end{bmatrix}$$

where  $i_z \in S_{iz} = S_{iz_1} \times S_{iz_2} \times \dots \times S_{iz_{\rho_{iz}}}$  ( $\times$  denotes Cartesian product)

$$i z_j(\tau) \in S_{iz_j} = \{1, 2, \dots, N_{iz_j}\}, N_{iz_j} < \infty$$

The regression vector  $i_z(\tau)$  (a known function of  $d^{(\tau-1)}, u^{(\tau)}$ ) has the structure assumed by the hypothesis  $iH$ .

Let us suppose that we have  $N_H$  hypotheses  $iH, i = 1, 2, \dots, N_H$  about the structure of the regression vector. We will use the index „ $i$ “ on the left hand side of the letter „ $z$ “ or „ $\theta$ “ to specify the considered hypothesis  $iH$  about the Markov model structure. Probabilities of the output  $y$  conditioned on the regression vector  $i_z$  with the structure assumed by the hypothesis  $iH, i = 1, 2, \dots, N_H$ , are taken as unknown parameters  $i\theta(i_z, y)$ . Equation (11) holds for Markov chains and we may also adopt the assumption (12). If the transition table is taken as an unknown parameter, then it is possible to estimate it from the known past history of the process via Bayesian statistics (Gao,H., Kárný,M., 1996; Pavelková,V., 1994).

In this case

$$i\theta(i_z, y) = p(y(t) = y| i_z(t) = i_z, iH) \quad (18)$$

and the matrix  $i\theta$  is given by

$$i\theta = [i\theta(i_z, y)] \quad (19)$$

Restrictions on  $i\theta$  resulting from the definition of the conditional probability are:

$${}_i\theta({}_iz, y) \geq 0 \quad \sum_{y \in S_y} {}_i\theta({}_iz, y) = 1 \quad \text{for } \forall {}_iz \in S_{iz} \quad (20)$$

Two important pieces of information can be derived for the structure of Markov chain assumed by the hypothesis  ${}_iH$  using the relations (13), (14)

- Estimation of the parameters (the identification of probability table can be done for different  ${}_iz$  independently for each row of the probability table)

$$p({}_i\theta({}_iz, 1), \dots, {}_i\theta({}_iz, N_y) | d^{(t)}, {}_iH) \propto \prod_{y \in S_y} ({}_i\theta({}_iz, y))^{n_{iz,y}(t)-1} \quad (21)$$

- Prediction of the output for a fixed  $t$ , fixed past history  $d^{(t)}$  and given  ${}_iz = {}_iz(t+1)$

$$p(y(t+1) = y | u(t+1), d^{(t)}, {}_iH) = \frac{n_{iz,y}(t)}{t_{iz}(t)} \Big|_{{}_iz = {}_iz(t+1)} \quad (22)$$

where

$$n_{iz,y}(t) = n_{iz,y}^1(t) + n_{iz,y}^0(t) \quad (23)$$

$$t_{iz}(t) = t_{iz}^1(t) + t_{iz}^0(t) \quad (24)$$

$$t_{iz}^1(t) = \sum_{y \in S_y} n_{iz,y}^1(t) \quad (25)$$

$$t_{iz}^0(t) = \sum_{y \in S_y} n_{iz,y}^0(t) \quad (26)$$

$n_{iz,y}^1(t)$  is the number of events  $y(\tau) = y, {}_iz(\tau) = {}_iz$  for  $\tau \leq t$

$n_{iz,y}^0(t)$  may be interpreted as the number of outputs with value  $y$  following the regressor with value  ${}_iz$  observed before the identification start at a time  $t = 0$

It is obvious from the previous that we may evaluate the actual matrix  ${}_i\mathbf{n}(t) = [n_{iz,y}(t)]$  recursively

$$n_{iz,y}(t) = n_{iz,y}(t-1) + \delta_{iz,iz(t)} \cdot \delta_{y,y(t)} \quad \text{for } \forall y \in S_y, \forall {}_iz \in S_{iz} \quad (27)$$

where the Kronecker symbol  $\delta_{a,b}$  is defined by

$$\delta_{a,b} = \begin{cases} 1 & a = b \\ 0 & a \neq b \end{cases} \quad (28)$$

That means we may determine probability distribution of parameters and the predictive probability distribution for each model structure relating to the hypothesis  ${}_iH, i = 1, 2, \dots, N_H$ .

Using (15),(22) we obtain for evaluation the posterior probability distribution on the set of hypotheses about Markov chain structure

$$p({}_iH | d^{(t)}) \propto \prod_{\tau=1}^t \left( \frac{n_{iz,y}(\tau-1)}{t_{iz}(\tau-1)} \Big|_{{}_iz = {}_iz(\tau), y = y(\tau)} \right) \quad (29)$$

## 6 Forgetting in Markov Chain Model

In practical situation the assumption that parameters are strictly time-invariant is fulfilled only approximately and/or temporarily. Therefore it is of high practical importance to respect the

case of „slowly varying parameters“. One of the most popular techniques known as exponential forgetting is based on a simple assumption that information contained in a data item is the less reliable, the older the data item is. However, this assumption is justified only if information carried by measured data is distributed over the whole parameter space and over the whole time horizon sufficiently „uniformly“. If this condition is not fulfilled, i.e. the measured data do not carry sufficient information about all unknown parameters for a rather long time period, then the application of exponential forgetting results in the loss of a piece of so far accumulated information which is not compensated by the gain of new information (Kulhavý,R.,1987).

For the identification of the Markov chain model with the structure assumed by the hypothesis  $iH$  we need to know  $n_{iz,y}(t)$ , see (21),(22). If we determine  $n_{iz,y}(t)$  as follows

$$n_{iz,y}(t) = \begin{cases} n_{iz,y}(t-1) & \text{for } iz \neq_i z(t) \\ v.(n_{iz,y}(t-1) + \delta_{y,y(t)}) + (1-v).n_{iz,y}^0 & \text{for } iz =_i z(t) \end{cases} \quad (30)$$

for  $\forall y \in S_y, \forall iz \in S_{iz}$

where  $v$  is the forgetting factor  $v \in \langle 0,1 \rangle$ ; for  $v=1$  we do not consider forgetting

$\delta_{a,b}$  is the Kronecker symbol, see (28)

then only the evidently obsolete piece of posterior knowledge is updated by the current data. This solution overcomes the main drawbacks which have been mentioned above.

## 7 Approximate Identification of Markov Chains

The previous relations for estimation of the parameters and prediction of the output show that the estimation of Markov chain consists just in simple counting. But as the dimension of the sufficient statistic is extremely large even for medium dimension of a regression model and small cardinality of data-value sets the applicability of Markov chains is restricted.

The dimensionality is connected with  $p_{iz}$  i.e. the number of components of a regression vector  $iz$ . One way to overcome the problem of dimensionality is to reduce the length of the regression vector  $iz$  using the following technique:

Let us approximate

$$p(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _i H) \approx \hat{p}(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _i H) \quad (31)$$

where  $\hat{p}(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _i H)$  is the maximum posterior estimate of  $p(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _i H)$  based on  $p(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _k h), k = 1, 2, \dots, ^i N_h$  with help of the pooling theory (Kárný,M., Halousková,A., Zornigová,L., 1994) where  $_k h$  is hypothesis about the structure of the simplified regression vector  $_k m$  containing a sub-selection of  $iz(t)$ . Typically the regression vector  $iz(t)$  is divided into  $^i N_h$  parts which form  $_k m(t)$ ,  $k = 1, 2, \dots, ^i N_h$ . The particular probability distributions  $p(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _k h)$ ,  $k = 1, 2, \dots, ^i N_h$  are determined using simpler Markov chain models  $p(y(t)|u(t), d^{(t-1)}, _k K, _k h)$  of the real system ( $_k K$  denotes parameters of the simpler Markov chain model with the regression vector  $_k m$ ) with the method given in the section 5. Using (15),(16) and (31) we may estimate the structure of Markov chain model (Hofreiter,M.,1996)

$$\hat{p}({}_i H | d^{(t)}) \propto \prod_{\tau=1}^t \hat{p}(y(\tau) | u(\tau), d^{(\tau-1)}, {}_i H) \quad (32)$$

and with help of (17) and (31) to predict the future output  $y(t+1)$

$$\begin{aligned} \hat{p}(y(t+1) | u(t+1), d^{(t)}) &= \\ &= \sum_{i=1}^{N_H} \hat{p}(y(t+1) | u(t+1), d^{(t)}, {}_i H) \cdot \hat{p}({}_i H | d^{(t)}) \end{aligned} \quad (33)$$

where  $\hat{p}(\cdot)$  denotes approximation of a probability distribution in question

## 8 Discretization

If we use Markov chains for modelling a continuous system the discretization of input/output is required. The ranges of input/output variables are divided into a finite number of distinct subranges. These subranges are not necessarily equal and each of them is represented by an assigned value named the discretized value. The size of a probability table exponentially grows with number of input/output levels and therefore to reduce the dimensionality we try to have the smallest possible input/output sets.

As the way of discretization presented in this paper does not depend on the Markov chain structure the index „ $i$ “ relating to the hypothesis  ${}_i H$  about the model structure is omitted in this section.

Let us denote for  $\tau = 1, 2, \dots, t$  with respect to the notation in the section 5:

$v(\tau)$  continuos single output where  $v(\tau) \in \langle 1, N_y \rangle$

$$\mu(\tau) = \begin{bmatrix} \mu_1(\tau) \\ \mu_2(\tau) \\ \vdots \\ \mu_{\rho_u}(\tau) \end{bmatrix} \text{ continuous vector input where } \mu_j(\tau) \in \langle 1, N_{u_j} \rangle, \quad j = 1, 2, \dots, \rho_u$$

$$\varphi(\tau) = \begin{bmatrix} \varphi_1(\tau) \\ \varphi_2(\tau) \\ \vdots \\ \varphi_{\rho_z}(\tau) \end{bmatrix} \text{ continuous regression vector where } \varphi_j(\tau) \in \langle 1, N_{z_j} \rangle, \quad j = 1, 2, \dots, \rho_z$$

$$\psi(\tau) = \begin{bmatrix} v(\tau) \\ \mu(\tau) \end{bmatrix} \text{ } \rho_d \text{-dimensional continuous vector where } \rho_d = \rho_u + 1$$

*Int(x)* function which round elements of  $x$  to the nearest integers towards zero

*Round(x)* function which rounds elements of  $x$  to the nearest integers

In order to simplify the explication let us assume that discretized values of inputs and output will be integers and the continuous regression vector  $\varphi(\tau)$  is the selected subset from the known data set  $\{\psi^{(\tau-1)}, \mu(\tau)\}$  i.e.  $\varphi(\tau) \subset \{\psi^{(\tau-1)}, \mu(\tau)\}$ .

With respect to the previous we obtain the discretized output/input vectors  $y/u$  by the quantization of continuous output/input vectors  $v/\mu$ . The „classical“ discretization is described by the following relations

$$\begin{aligned} y(\tau) &= \text{Round}(v(\tau)) \\ u(\tau) &= \text{Round}(\mu(\tau)) & \tau = 1, 2, \dots, t \\ z(\tau) &= \text{Round}(\varphi(\tau)) \\ d(\tau) &= \text{Round}(\psi(\tau)) \end{aligned} \quad (34)$$

Now it is obvious that we may determine the matrix  $n(t)$  with the help of  $y(t), z(t)$  and (27). The knowledge of the matrix  $n(t)$  together with the results obtained in the section 5 and 7 enables us to determine the probability mass function  $p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)})$  and with respect to (34) we may approximate

$$p(y(t+1)|\mu(t+1), \psi^{(t)}) \approx p(y(t+1)|u(t+1), d^{(t)}) \quad (35)$$

We may use the probability distribution  $p(y(t+1)|\mu(t+1), \psi^{(t)})$  for approximation of the probability density function  $p(v(t+1)|\mu(t+1), \psi^{(t)})$ . Linear interpolation is a simple method how to approximate this function (see Fig. 1). A more ingenious method of approximation is using a spline function (see Fig. 1). A linear interpolation function  $l(v)$ , a quadratic spline function  $S(v)$ , a given probability mass function  $p(y)$  and a stairstep function  $s(v)$  are drawn in Fig. 1. The courses of the functions  $l(v), S(v), s(v)$  were derived from the probability mass function  $p(y)$  under the following conditions:

$$l(y) = p(y) \text{ for } y \in \{1, 2, \dots, 6\}$$

$$s(v) = p(y) \quad \text{for } y = \text{Round}(v), y \in \{1, 2, \dots, 6\}, v \in (1, 6)$$

$$S(v) = s(v) = 0 \quad \text{for } v \notin (1, 6)$$

$$\int_{y-0.5}^{y+0.5} S(v) dv = \int_{y-0.5}^{y+0.5} s(v) dv \quad \text{for } y \in \{1, 2, \dots, 6\}$$

$$S'(0) = S'(6) = 0$$

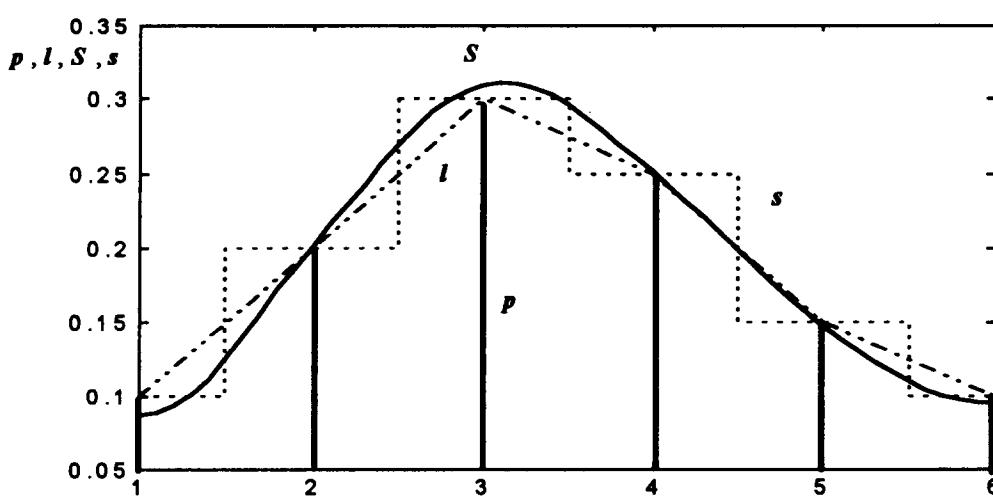


Fig. 1: The courses of the functions  $l(v), S(v), s(v), p(y)$

A simple approach to discretization is to look for the closest discrete vector  $d(t)$  to  $\psi(t)$  and further calculations are done without respect to the distance between  $d(t)$  and  $\psi(t)$  (Hofreiter,M.,1997). Fig.2 shows an example of this approach. The closest discrete

vector to the continuous vector  $\psi = \begin{bmatrix} 5.44 \\ 3.32 \end{bmatrix}$  is the vector  $d = \begin{bmatrix} 5 \\ 3 \end{bmatrix}$ .

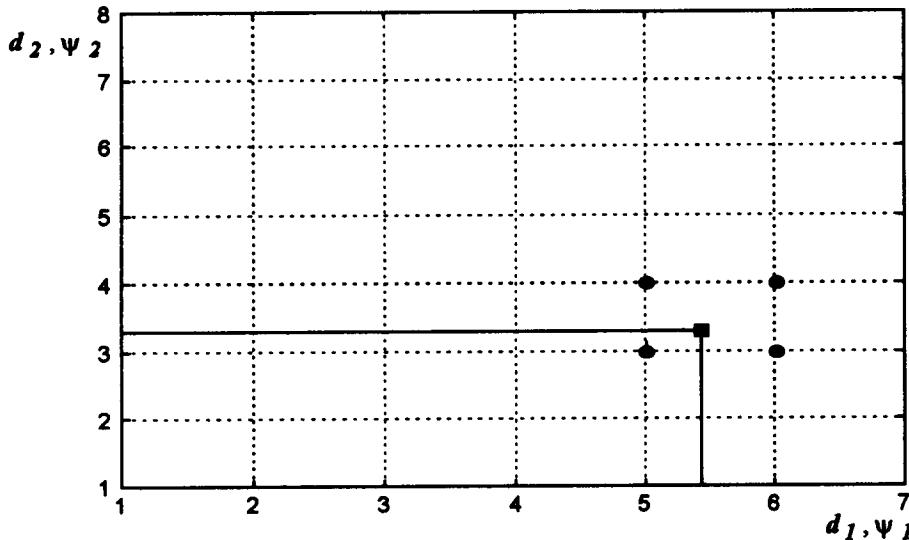


Fig. 2: Discretization of  $\psi = \begin{bmatrix} 5.44 \\ 3.32 \end{bmatrix}$

But if we do not restrict ourselves only to the choice of one vector  $d$  we may determine the set  $S_{\psi_m}$  containing  $2^{\rho_d}$  discrete vectors  $d$  closest to the known continuous vector  $\psi$

$$S_{\psi_m} = \left\{ d : \text{Int}(\psi) \leq d \leq \text{Int}(\psi + I_{\rho_d}); d \in S_d = S_y \times S_z \right\}$$

where  $I_{\rho_d}$  is  $\rho_d$  dimensional vector of ones

For example in Fig.2 where the vector  $\psi = \begin{bmatrix} 5.44 \\ 3.32 \end{bmatrix}$  we receive the following set  $S_{\psi_m}$

$$S_{\psi_m} = \left\{ \begin{bmatrix} 5 \\ 3 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} 5 \\ 4 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} 6 \\ 3 \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} 6 \\ 4 \end{bmatrix} \right\}$$

And more generally if we denote

$$x \equiv \begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix} \quad \rho_x \text{ dimensional discrete vector } (\rho_x = I + \rho_z)$$

$$\xi \equiv \begin{bmatrix} v \\ \varphi \end{bmatrix} \quad \rho_x \text{ dimensional continuous vector}$$

we may determine in a similar way the set  $S_{\xi_m}$  containing  $2^{\rho_x}$  discrete vectors  $x$  closest to the known continuous vector  $\xi$

$$S_{\xi_m} = S_{v_m} \times S_{\phi_m} \quad (36)$$

where

$$S_{\phi_m} = \{z : \text{Int}(\phi) \leq z \leq \text{Int}(\phi + I_{\rho_z}); z \in S_z\} \quad (37)$$

$$S_{v_m} = \{y : \text{Int}(v) \leq y \leq \text{Int}(v+1); y \in S_y\} \quad (38)$$

$I_{\rho_z}$  is  $\rho_z$  dimensional vector of ones

Let us define function  $w(x, \xi)$  which is dependent on the distance between the continuous vector  $\xi$  and the discrete vector  $x$

$$w(x, \xi) = \begin{cases} \prod_{j=1}^{\rho_x} \alpha_j(x_j, \xi_j) & \text{for } x \in S_{\xi_m} \\ 0 & \text{for } x \in (S_x - S_{\xi_m}) \end{cases} \quad (39)$$

where

$$\alpha_j(x_j, \xi_j) = \begin{cases} \xi_j - \text{Int}(\xi_j) & \text{for } x_j = \text{Int}(\xi_j + 1) \\ \xi_j - \text{Int}(\xi_j + 1) & \text{for } x_j = \text{Int}(\xi_j) \end{cases} \quad (40)$$

$$\alpha_j(x_j, \xi_j) \in \langle 0, 1 \rangle$$

Function  $w(x, \xi)$  fulfils the following conditions  $w(x, \xi) \in \langle 0, 1 \rangle$ ,  $w(x, \xi) = 1$  for  $x = \xi$  and

$$\sum_{x \in S_{\xi_m}} w(x, \xi) = 1 \quad (41)$$

Now we may evaluate the actual matrix  $n(t) = [n_{z,y}(t)]$  recursively using the vectors  $x(t) \in S_{\xi_m(t)}$  determined with the help of the known vector  $\xi(t)$

$$n_{z,y}(t) = n_{z,y}(t-1) + w\left(\begin{bmatrix} y \\ z \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} v(t) \\ \phi(t) \end{bmatrix}\right) \text{ for } \forall y \in S_y, \forall z \in S_z \quad (42)$$

This type of discretization will be called „discretization with decomposition“ in the rest of the paper. Using the function  $w(., .)$  we may approximate

$$p(y(t+1) = y | \mu(t+1), \psi^{(t)}) \approx \sum_{z \in S_{\phi_m(t+1)}} w(z, \phi(t+1)) \cdot p_z(y(t+1) = y | u(t+1), d^{(t)}) \quad (43)$$

where  $p_z(y(t+1) = y | u(t+1), d^{(t)})$  denotes the probability mass function of discrete output  $y(t+1)$  conditional on the data  $u(t+1), d^{(t)}$  obtained by discretization with decomposition of observed data  $\mu(t+1), \psi^{(t)}$  and on the assumption  $z(t+1) = z$ . This probability distribution is determined by the relation (22) where  $n_{z,y}(t)$  is calculated according to (42).

The probability function  $p(y(t+1) | \mu(t+1), \psi^{(t)})$  can be used for approximation of the probability density function  $p(v(t+1) | \mu(t+1), \psi^{(t)})$  in a way similar to the previous case e.g. by using a spline function or by interpolation.

## 9 Example

An unknown system was simulated by the regression model

$$v(t) = 0.2\mu(t) + 1.6v(t-1) + 0.6\mu(t-1) - 0.68v(t-1) + 0.16 + e(t)$$

The set of the quantized input values  $S_u$  was  $S_u = \{-0.6; -0.4; -0.2; 0; \dots; 0.6\}$  and the set of the quantized output values  $S_y$  was  $S_y = \{-1; 0; 1; 2; 3; 4; 5\}$ . The input  $\mu$  and the noise  $e$  were generated as a random numbers with  $\mu \sim U(0;1)$  and  $e \sim N(0;0.1)$ , where  $U(a,b)$  represents the uniform distribution over the interval  $(a,b)$  and  $N(a,b)$  is the normal distribution with mean  $a$  and variance  $b$ . The task was:

- 1) to choose the suitable model order  $r$  (i.e. the length of the regression vector where the regression vector may have one of 4 structural forms

$$r \varphi(t) = \begin{bmatrix} \mu(t) \\ v(t-1) \\ \mu(t-1) \\ \vdots \\ \mu(t+1-r) \\ v(t-r) \end{bmatrix} \quad r = 1, 2, 3, 4$$

- 2) to predict the output with the best model structure evaluated in the previous step 1.

It is evident from Fig. 3 that the best model structure was received for  $r = 2$ . This solution was obtained with the help of the pooling based approximation described in the section 7 using the simple Markov chains assuming the regression vectors  $i m$

$$i m(t) = \begin{bmatrix} \mu(t+1-i) \\ v(t-i) \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, \dots, r$$

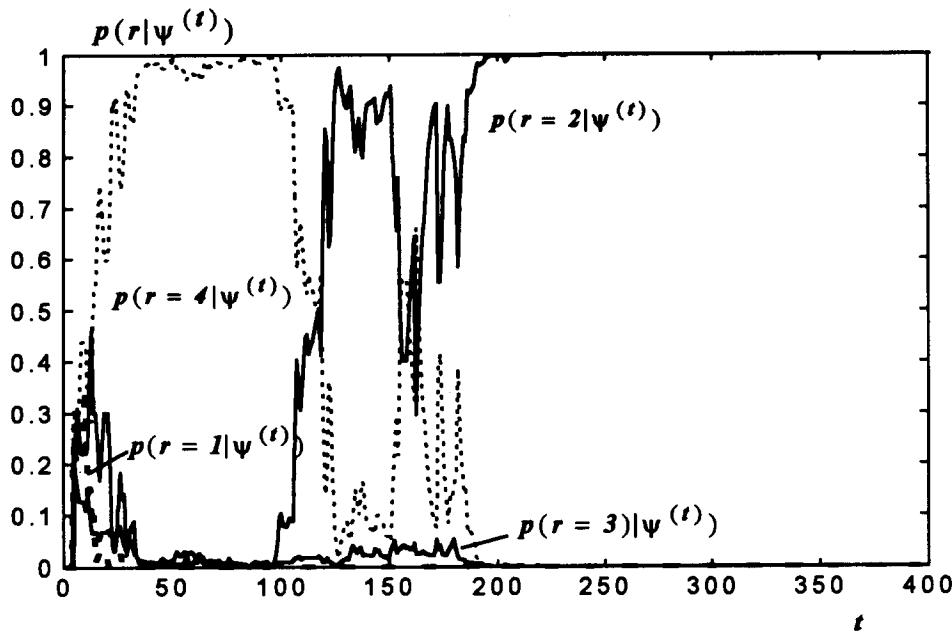


Fig. 3: The time course of  $p(r=j|\psi^{(t)})$ ,  $j = 1, 2, 3, 4$

Fig. 4 shows the course of input  $\mu(t)$ , the output  $v(t)$  and the output prediction determined by the expected value  $Ev(t)$  of the output  $v(t)$  derived from the Markov model with the regression vector  $2 \varphi$ .

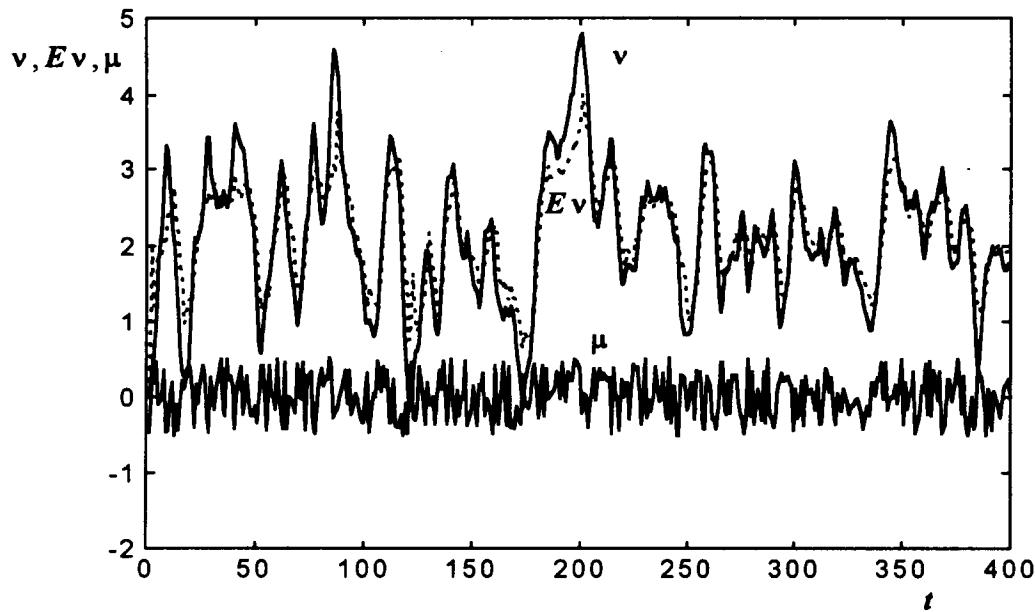


Fig. 4: The time course of  $v, Ev, \mu$

The following criterion  $K$  was chosen to demonstrate the computation precision

$$K = \frac{1}{t} \sum_{\tau=1}^t |v(\tau) - Ev(\tau)|$$

Fig. 5 illustrates a typical course of the criterion  $K$  for the described method of discretization with decomposition (the curve  $a$ ) and the classical discretization method given also in (Pavelková, L., 1994) (the curve  $b$ ). The improvement of performance obtained with the first method can be seen here.

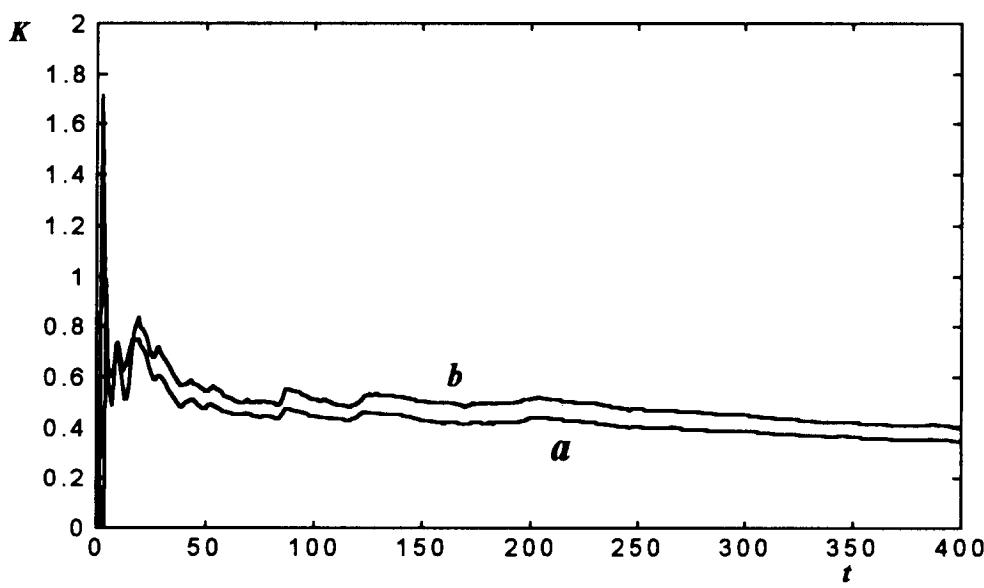


Fig. 5: The time course of the criterion  $K$  obtained with the help of the referred ( $a$ ) and classical ( $b$ ) method of discretization

## 10 Conclusion

The principal advantage of Markov model in comparison with ARX model is the ability to describe a non-linear system and easy identification. The aim of this paper was to show the possibility of applying Markov chain model for identification of non-linear time-varying continuous stochastic systems and to set up new methods of approximation helping to overcome the disadvantages of Markov models i.e. enormous demands on the computer memory and on the amount of data required for identification. The presented original method of the structural identification of Markov chain enables us to determine order, delays, significant inputs and moreover it might be used to confirm or reject whether some non-linear function of the observed data is to be used in the regression vector. Both the proposed structural identification and the newly introduced way of discretization with decomposition rank among methods that overcome or at least reduce the mentioned disadvantages of Markov models, or improve the output prediction.

The presented example demonstrates the practical applicability of Markov chain model for identification of a continuous stochastic system.

## References

- Gao,H.,Kárný,M.,1996,Can Markov chains supplement adaptive AR predictors?,In:Preprints of the 2nd European IEEE Workshop on Computer Intensive Methods in Control and Signal Processing,Praha, pp.246-249
- Hofreiter,M.,1996, Estimation of the Markov chain order, In:Proceedings of conference Process Control ŘIP 96,University of Pardubice, Horní Bečva,pp.109-112
- Hofreiter.M.,1997, Approximate identification of continuous system, Workshop 97,Czech Technical University,Prague,pp.223-224
- Kárný,M.,Halousková,A., Zornigová,L.,1994, On pooling of expert opinions, In: Preprints SYSID'94, Kopenhagen,Vol.2,pp.477-482
- Kulhavý,R.,1987, Restricted exponential forgetting in real-time identification, Automatica, vol.23, no.5, pp.598-600
- Pavelková,L.,1994, Approximate identification of Markov chains. In: Preprints of the European IEEE Workshop CMP'94,ÚTIA AVČR,Prague,pp.335-340
- Peterka,V.,1981, Bayesian system identification. In: Eykhoff P.(ed).Trends and Progress in System Identification, Pergamon Press, Oxford,pp.239-304

# Optische Messungen der Ebenheitsabweichung, Makro- und Mikrowelligkeit an Dünngläsern für die Displayherstellung<sup>1</sup>

(Optical Measurements of Flatness Deviation, Macro- and Microwaviness of Substrates for Liquid-Crystal-Displays)

Klaus Körner, Lajos Nyársik, Holger Fritz, Hans Fuchs

Schlagwörter: optische Ebenheitsmessung, Welligkeitsmessung, Dünnglasoberflächen, Triangulationsverfahren, Mach-Zehnder-Interferometer, Schräglichtmeßverfahren

Es werden zwei Methoden und Aufbauten für die optische und damit kraftfreie Messung zum einen für die Ebenheitsabweichung und Makrowelligkeit und zum anderen für die Mikrowelligkeit von ausgedehnten Dünnglasscheiben beschrieben. Der erste Meßaufbau basiert auf einem Triangulationsverfahren mit einer telezentrischen Schräglichtbeleuchtung in Verbindung mit einer CCD-Zeilenkamera und einem rechnergesteuerten Lineartisch. Die Mikrowelligkeit wird mit einem zweiten Aufbau mit einem Mach-Zehnder-Interferometer bestimmt, welches den Einfluß der Rückseitenreflexion auf das Interferogramm mittels einer ausgedehnten Lichtquelle und Schräglichtbeleuchtung eliminiert. Die experimentellen Ergebnisse zeigen die Möglichkeiten der dargestellten Meßverfahren.

Two optical measurement techniques and set-ups for the optical and so forceless measurement of flatness deviation and macrowaviness on the one hand and of microwaviness of large thin panes on the other hand are described. The first set-up uses an triangulation arrangement with a telecentric grazing incidence illumination in connection with a CCD-line camera and a controlled linear stage. The second set-up for the measurement of the microwaviness is based on a Mach-Zehnder interferometer that eliminates the influence of the backside reflection on the interference pattern due to an oblique incidence of light with an extended light source. The experimental results demonstrate the possibilities of the presented measurement techniques.

## 1 Einleitung

Der Markt für Dünnglasprodukte expandiert mit großer Geschwindigkeit, da ebene Dünngläser in großen Stückzahlen als funktionsrelevante Komponenten in der Fertigung von Liquid-Crystal-Displays (LCDs) Verwendung finden. Die aktive, bilderzeugende Schicht befindet sich dabei

---

<sup>1</sup> nach einem Vortrag auf der OPTO '96 am 25.09.1996 in Leipzig

zwischen zwei planen Dünngläsern. Für die Sicherung der Qualität dieser Produkte müssen die Dünngläser mit Abmessungen bis zu  $0,5 \times 0,5 \text{ m}^2$  einer Vielzahl von geometrischen Spezifikationen genügen. Dazu gehören die zulässige Ebenheitsabweichung sowie die Makro- und die Mikrowelligkeit der Gläser, für die im folgenden zwei Meßverfahren in unterschiedlichen Skalen beschrieben werden.

Bei der Messung der Ebenheitsabweichung und der Makrowelligkeit an großflächigen Dünnglasplatten mit einer Dicke unter 2 mm werden die Vorteile der optischen Meßtechnik, wie das berührungslose und damit kraftfreie Antasten und die Möglichkeit der schnellen Erfassung, besonders wirksam. Bisher versagten bei Glasplatten die herkömmlichen optischen Meßverfahren, da beispielsweise Triangulations-Anordnungen mit senkrechter Beleuchtung auf die Lichtstreuung an der Oberfläche des Meßobjektes angewiesen sind. Bei Floatgläsern, dünngezogenen Gläsern und besonders bei polierten Gläsern ist die Lichtstreuung an der Oberfläche jedoch so gering, daß eine Auswertung des gestreuten Lichtes nicht möglich ist. Bei Autofokus-Sensoren entstehen schwer lösbare Probleme aufgrund der Mehrfachreflexion im Dünnglas.

Die Mikrowelligkeit, auch als Microcorrugation bekannt, stellt eine kurzperiodische Welligkeit mit einem Wellenlängenbereich von etwa 0,25 mm bis zu 25 mm und einer Amplitude zwischen 0,02  $\mu\text{m}$  und 0,5  $\mu\text{m}$  dar und ist besonders für die Farbqualität der Displays ausschlaggebend. Überschreiten beim Dünnglas die Werte der Mikrowelligkeit einen kritischen Bereich, entstehen auf dem Display störende Farbstreifen, auch Colourbands genannt. Bisher wurde die Mikrowelligkeit häufig erst nach der Montage eines Displays in Form der unerwünschten Farbstreifen entdeckt. Deshalb ist es von großem wirtschaftlichen Interesse, die speziellen technologischen Bedingungen zur Entstehung der Mikrowelligkeit bei der Glasherstellung noch besser zu verstehen. Zur Zeit wird die Messung der Mikrowelligkeit mit Rauheitsmeßgeräten durchgeführt. Durch die geringe Meßproduktivität sind hierbei nur in begrenztem Umfang Aussagen über die Mikrowelligkeit auf Dünnglasoberflächen möglich.

## 2 Lösung für die Messung der Ebenheitsabweichung und Makrowelligkeit

Die Analyse des Meßproblems und der bekannten Meßverfahren zeigt, daß die Messung der Ebenheitsabweichung und Makrowelligkeit von Dünnglas mittels einer speziellen Streifentriangulations-Anordnung möglich ist, Bild 1. Dazu wird eine Dünnglasplatte DG unter einem großen Einfallswinkel im Bereich von  $80^\circ$  bis  $86^\circ$  mit einem kollimierten Lichtbündel beleuchtet. Durch den schrägen Lichteinfall wird das Bündel stark aufgeweitet, so daß beispielsweise mit einem Bündeldurchmesser von 80 mm ein Meßfeld von 500 mm Länge erfaßt werden kann. Dabei

wird auf die zu messende Glasoberfläche ein Liniengitter LG scharf abgebildet. Im Winkelbereich oberhalb  $80^\circ$  wird die Lichtreflexion bei senkrechter Polarisation von der Rückseite der Dünnglasplatte so stark verringert, daß das Meßsignal nur wenig beeinflußt wird. In das aufprojizierte Streifenmuster ist nach der Reflexion an der Frontseite der Dünnglasplatte DG die Information über die Ebenheitsabweichung eingeprägt. Für eine optimale Funktion des Gesamtsystems müssen die Gitterebene, die Dünnglasoberfläche und die Kameraebene optisch konjugiert angeordnet sein.

Die grundlegenden Zusammenhänge für die Höhen-Empfindlichkeit  $\Delta h_{2\pi}$  einer Streifentriangulations-Anordnung mit spiegelnder Reflexion und sehr kleinen Oberflächengradienten beschreibt die Gleichung (1). Die Höhen-Empfindlichkeit gibt an, welcher Höhenwert  $\Delta h$  zu einer Streifenverschiebung um einen ganzen Streifen bzw. zu einer Phasenänderung von  $2\pi$  im Signal gehört. In der Gleichung (1) stellen  $p'$  die Periodenlänge des Gitterbildes in der Meßebene und  $\alpha'$  den Einfallswinkel auf die Objektoberfläche dar.

$$\Delta h_{2\pi} = \frac{p'}{2 \tan \alpha'} \quad (1)$$

Das vollständige Ausleuchten einer Glasoberfläche von  $500 \times 500 \text{ mm}^2$  ist mit einem kollierten Lichtbündel wegen des begrenzten Durchmessers der verfügbaren Objektive nicht praktikabel. Deshalb wird die zu messende Oberfläche nur in einer schmalen Spur mit dem Streifenmuster beleuchtet. Dieser Bereich wird scharf auf eine CCD-Zeilenkamera KAM abgebildet, wobei quer zu dieser Spur eine Relativbewegung der Dünnglasplatte DG mit einem Lineartisch LT stattfindet. Die gemessenen Zeilendaten werden zu einer Fläche zusammenge setzt, wodurch die Glasoberfläche vollständig ausgewertet werden kann. Die Berechnung der Phaseninformation aus dem Streifenmuster wird mit dem Soft-Phase-Sampling-Algorithmus, auch als Pseudo-Phase-Sampling-Algorithmus bekannt, mit einem PC durchgeführt. Bei diesem Algorithmus werden die Phasenwerte aus geometrisch strukturierten Phasenzellen - also im Ortsbereich - berechnet. Die Algorithmen entsprechen den bekannten Phase-shift-Algorithmen im Zeitbereich. Als Ergebnis entsteht ein Phasenfeld, welches die Ebenheitsabweichung und Makrowelligkeit der Glasoberfläche beinhaltet.

Die Höhen-Empfindlichkeit wurde im Meßaufbau Planglastester PGT 420 mit  $125 \mu\text{m}$  ermittelt, s. a. Gl. (1). Zur Orientierung: Die Periodenlänge des Gitterbildes in der Meßebene beträgt etwa  $p' \approx 2,5 \text{ mm}$  und der Einfallswinkel wird mit  $\alpha' \approx 84^\circ$  abgeschätzt.

Aus meßtechnischer Sicht spielen der Eigenfehler der Meßeinrichtung und die Kalibriermöglichkeiten eine sehr wichtige Rolle. Der Eigenfehler wurde mittels einer hochebenen polierten

Glasplatte gemessen. In der gleichen Anordnung wurde auch die Wiederholbarkeit als Differenz zweier aufeinanderfolgender Messungen ohne Änderung der Objektlage bestimmt. Aus dieser Untersuchung ergaben sich für den Planglastester PGT 420 die folgenden Parameter:

- Meßfeld: 400 mm x 200 mm,
- Höhen-Empfindlichkeit ( $2\pi$ -Wert): 125  $\mu\text{m}$ ,
- Höhenmeßbereich: 3 mm,
- Höhenauflösung: 2  $\mu\text{m}$ ,
- Eigenfehler des Meßaufbaues (PV): < 50  $\mu\text{m}$  (zylindrische Makroform),
- Wiederholbarkeit (PV): < 6  $\mu\text{m}$  (ohne Änderung der Objektlage),
- Meßunsicherheit nach der Kalibrierung (PV): < 20  $\mu\text{m}$ ,
- Meßzeit: 30 s bis 60 s (von der Datenerfassung bis zur Auswertung).

### 3 Lösung für die Messung der Mikrowelligkeit

Die Analyse der möglichen Meßverfahren für die schnelle und hochauflösende Erfassung der Mikrowelligkeit an Dünngläsern führte zur flächenhaften Interferometrie. Auf dem Markt befinden sich mehrere Interferenzmikroskope /1-5/. Diese scheiden jedoch für die Erfassung der Mikrowelligkeit vor allem wegen des zu geringen Meßfeldes aus, da die obere Grenze in dieser Gerätekategorie etwa bei einem Durchmesser von 5 mm liegt. In kommerziellen Laser-Interferometern für die Optikprüfung wird häufig ein Prüflingsbündel mit einer planen Wellenfront in der Größenordnung von 100 mm Durchmesser verwendet. Jedoch sind diese Interferometer nicht für die Dünnglasprüfung geeignet, da die Beleuchtung einer Dünnglasplatte mit diesem Prüflingsbündel durch die Reflexionen an der Vorder- und Rückseite der Glasplatte und aufgrund der Kohärenz der reflektierten Teilbündel zu unerwünschten Misch-Interferenzen führt. Eine Auswertung dieser Interferenzen führt praktisch immer zu fehlerhaften Ergebnissen.

Neben den kurzkohärenten Verfahren besteht eine technisch vorteilhafte Möglichkeit für die Unterdrückung dieser Misch-Interferenzen in der Verwendung eines Schräglicht-Zweistrahl-Interferometers mit einem geöffneten Eingangsbündel und einem Einfallswinkel auf das Dünnglas von 45° /6/.

Die Umsetzung dieses Ansatzes erfolgte unter Nutzung eines Mach-Zehnder-Interferometers. Bild 2 zeigt schematisch den realisierten Aufbau MZI 51. Licht einer Laserlichtquelle LQ mit einer integrierten rotierenden Mattscheibe RM, auf der ein ausgedehnter Bereich beleuchtet wird, gelangt über einen Kollimator K als geöffnetes Eingangsbündel in das Mach-Zehnder-Interferometer. Am ersten Strahlteiler ST, erfolgt eine Aufspaltung des Eingangsbündels in ein

Referenz- (R) und ein Objektbündel (O). Das Referenzbündel R gelangt unter einem Einfallwinkel von  $45^\circ$  über eine hochebene Referenzplatte RP auf den Strahlteiler ST<sub>2</sub>. Die Referenzplatte besteht aus Zerodur und ist mit einem Piezo-Steller PZT verbunden. Das Objektbündel O gelangt ebenfalls unter einem Einfallwinkel von  $45^\circ$  auf die Dünnglasoberfläche DG, die senkrecht stehend zur Tischoberfläche angeordnet ist. Nach der Reflexion des Objektbündels O an der Frontfläche des Dünnglases entsteht das Teilbündel F, welches auf den zweiten Strahlteilerwürfel ST<sub>2</sub> trifft, wo es zur Vereinigung mit dem Referenzbündel R kommt. Das an der Rückseite des Dünnglases reflektierte Bündel B weist aufgrund der Schräglichtbeleuchtung und der Dicke der Dünnglasplatte eine laterale Shear s zum Objektbündel F auf. Diese laterale Shear führt in Abhängigkeit vom Öffnungswinkel des Eingangsbündels zu einer wirksamen Verringerung des Kontrastes der störenden Interferenzen von der Rückseite des Dünnglases. Praktisch lässt sich so eine vollständige Unterdrückung des Effektes der Misch-Interferenzen erreichen.

Mittels einer telezentrischen Stufe (Objektive O<sub>1</sub> und O<sub>2</sub>) erfolgt eine scharfe Abbildung der Dünnglasoberfläche in die ebenfalls zur optischen Achse geneigten CCD-Kamera KAM. Auf der Dünnglasoberfläche wird ein Meßfeld von  $56 \times 28 \text{ mm}^2$  erfaßt. Durch die Aufnahme von vier oder fünf Interferenzbildern und Berechnung der Höhenwerte mit der Phasenauswerte-Technik wird die Mikrowelligkeit auf der Dünnglasoberfläche mit einer Höhenauflösung im Nanometerbereich ermittelt.

Aus experimentellen Voruntersuchungen und der numerischen Betrachtung des Ansatzes mit einem Mach-Zehnder-Interferometer folgte, daß ein Einfallwinkel von  $45^\circ$  auf das Dünnglas funktionell und technisch günstig ist. Bei diesem Einfallwinkel kann der für die Unterdrückung der störenden Interferenzen benötigte Öffnungswinkel des Beleuchtungsbündels gegenüber dem senkrechten Einfall stark verringert werden. Der Tiefenbereich, in welchem die Interferenzerscheinung zur Prüfung der Vorderseite der Dünnglasplatte bei einer Plattendicke von 0,5 mm noch mit gutem Kontrast auftritt und eine vollständige Unterdrückung der störenden Interferenzen von der Rückseite der Dünnglasplatte erfolgt, ist auf etwa +/- 0,05 mm ausgedehnt. Die effektive Wellenlänge erhöht sich aufgrund des Einfallwinkel von  $45^\circ$  gegenüber der Lichtwellenlänge durch die Dehnung der effektiven Wellenlänge um den Faktor  $\sqrt{2}$ .

Mit dem Mach-Zehnder-Interferometer MZI 51 wurden die folgenden Parameter erreicht:

- Meßfeld:  $56 \times 28 \text{ mm}^2$ ,
- laterale Auflösung in Zeilenrichtung:  $76,4 \mu\text{m}$ ,
- laterale Auflösung in Spaltenrichtung:  $54,0 \mu\text{m}$ ,

- vertikale Auflösung: 1,3 nm,
- Wiederholbarkeit (PV): < 5 nm (ohne Änderung der Objektlage),
- Meßunsicherheit (PV): < 25 nm,
- Meß- und Auswertezeit: < 30 s.

#### 4 Meßergebnisse

Bild 3 zeigt das Ergebnis der Messung an einer Dünnglasplatte mit einer Dicke 0,7 mm mit dem Planglastester PGT 420. Die Dünnglasplatte wurde nach der Herstellung in einem weiteren Verfahrensschritt thermisch behandelt, wodurch eine charakteristische Oberflächenstruktur entstand. Das Pseudo-3D-Bild vermittelt einen sehr anschaulichen Eindruck, der durch eine Tastschnittmessung nicht zu gewinnen ist. Bei der Messung der Rückseite der Glasplatte, die hier nicht dargestellt ist, ergibt sich in guter Näherung die inverse Form. Dies zeigt, daß es im thermischen Prozeß zu einer Verformung der dünnen Platte gekommen sein muß. Neben Glasoberflächen können mit dem Planglastester PGT 420 auch großflächige Objekte aus metallischen Werkstoffen (Bleche), Keramik und Kunststoff vermessen werden.

Bild 4 stellt die Messung an einem Dünnglas mit stark ausgeprägter Mikrowelligkeit dar, die mit dem Mach-Zehnder-Interferometer MZI 51 gewonnen wurden. Bereits im Interferenzbild ist eine auffällige Welligkeit erkennbar. Die Berechnung der Oberflächentopographie führt neben der Zylinderform zu einer aufgeprägten Welligkeit mit einer Amplitude von etwa 0,4 µm.

Außerdem wurde die phasenkorrekte Filterung entsprechend DIN 4777 zur Trennung der Welligkeit von der Rauheit und Form in die Software implementiert und an realen Daten getestet /6/.

#### 5 Schlußfolgerungen und Ausblick

Das dargestellte Meßverfahren für die Ebenheitsabweichung und die Makrowelligkeit von Dünnglas auf der Grundlage der Streifenprojektion wurde in einem rechnergestützten, optischen Meßaufbau erfolgreich verifiziert. Durch den Lichteinfallswinkel im Bereich oberhalb von 80° wird der Rückseitenreflex unwirksam gemacht. Der realisierte Meßaufbau PGT 420 stellt bereits eine optimierte Gerätekonfiguration dar. Auf dieser Grundlage ist der Einsatz dieses Verfahrens für technologische Untersuchungen, für Stichprobenmessungen und auch bei Serienmessungen geplant, da aufgrund der hohen Produktivität dieses Meßverfahrens Taktzeiten von ein bis zwei Minuten pro Glasplatte erreichbar sind. Um noch größere Oberflächen messen zu können, wird eine Planglas-Meßmaschine mit einem Meßfeld von 400 x 600 mm<sup>2</sup> aufgebaut. Für ein Meßfeld von 1200 x 700 mm<sup>2</sup> wurde bereits die Konzeption für eine Planglas-Meßmaschine entwickelt.

Der Lösungsansatz für die Messung der Mikrowelligkeit von Dünnglas wurde in einem Mach-Zehnder-Interferometer getestet. Durch die Verwendung eines geöffneten Bündels konnte der Einfluß des Lichtreflexes von der Rückseite des Dünnlasses auf das Interferenzbild unwirksam gemacht werden. Bisher stellte der Einfluß dieses Lichtreflexes bei der interferometrischen Prüfung von Dünnglas ein erhebliches Problem dar. Das Meßergebnis zeigt, daß das dargestellte Verfahren eindeutige Aussagen über die Oberflächencharakteristik der Dünnläser ermöglicht. Da im Übergangsbereich zur Makrowelligkeit Wellenlängen bis zu 25 mm Länge beobachtet werden konnten, wurden die technischen Möglichkeiten zur Vergrößerung des Meßfeldes analysiert. Als Ergebnis der Analyse wird die Vergrößerung des Meßfeldes auf 100 mm Länge vorgeschlagen.

#### Literatur

- /1/ Firmenschrift ZYGO Corp., USA, MAXIM 3D, Laser interferometric Microscope
- /2/ Firmenschrift ZYGO Corp., USA, New View 100, 3D Imaging Structure Analyzer
- /3/ Firmenschrift WYKO Corp., USA, Non-contact Microsurface Measurement Systems
- /4/ Firmenschrift WYKO Corp., USA, Rough Surface Tester RST
- /5/ Firmenschrift Micromap, USA, Optical Profilers
- /6/ Körner, K.; Nyársik, L.; Fritz, H.: Studie zur experimentellen Erprobung eines neuen optischen Verfahrens für die Messung der Microcorrugation von poliertem Dünnglas, IPK Berlin, 28.08.95

Dr.-Ing. Klaus Körner, Dr. Lajos Nyársik, Dr.-Ing. Holger Fritz und  
Prof. Dr.-Ing. habil. Hans Fuchs, Fraunhofer-Institut für Produktionsanlagen  
und Konstruktionstechnik Berlin (IPK), D-10587 Berlin

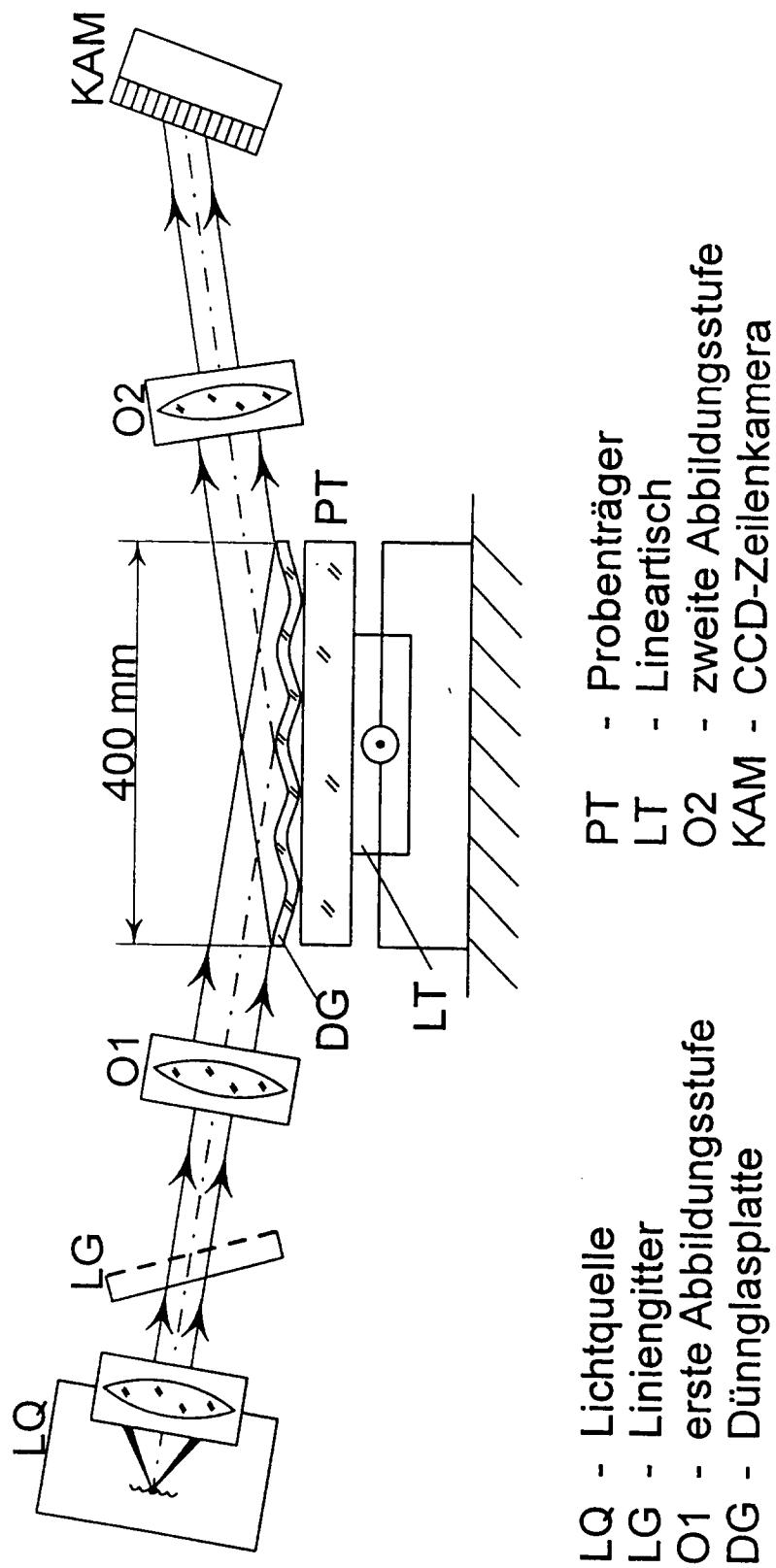


Bild 1: Optische Anordnung für die Ebenheitsmessung von Dünnglas und reflektierenden Oberflächen

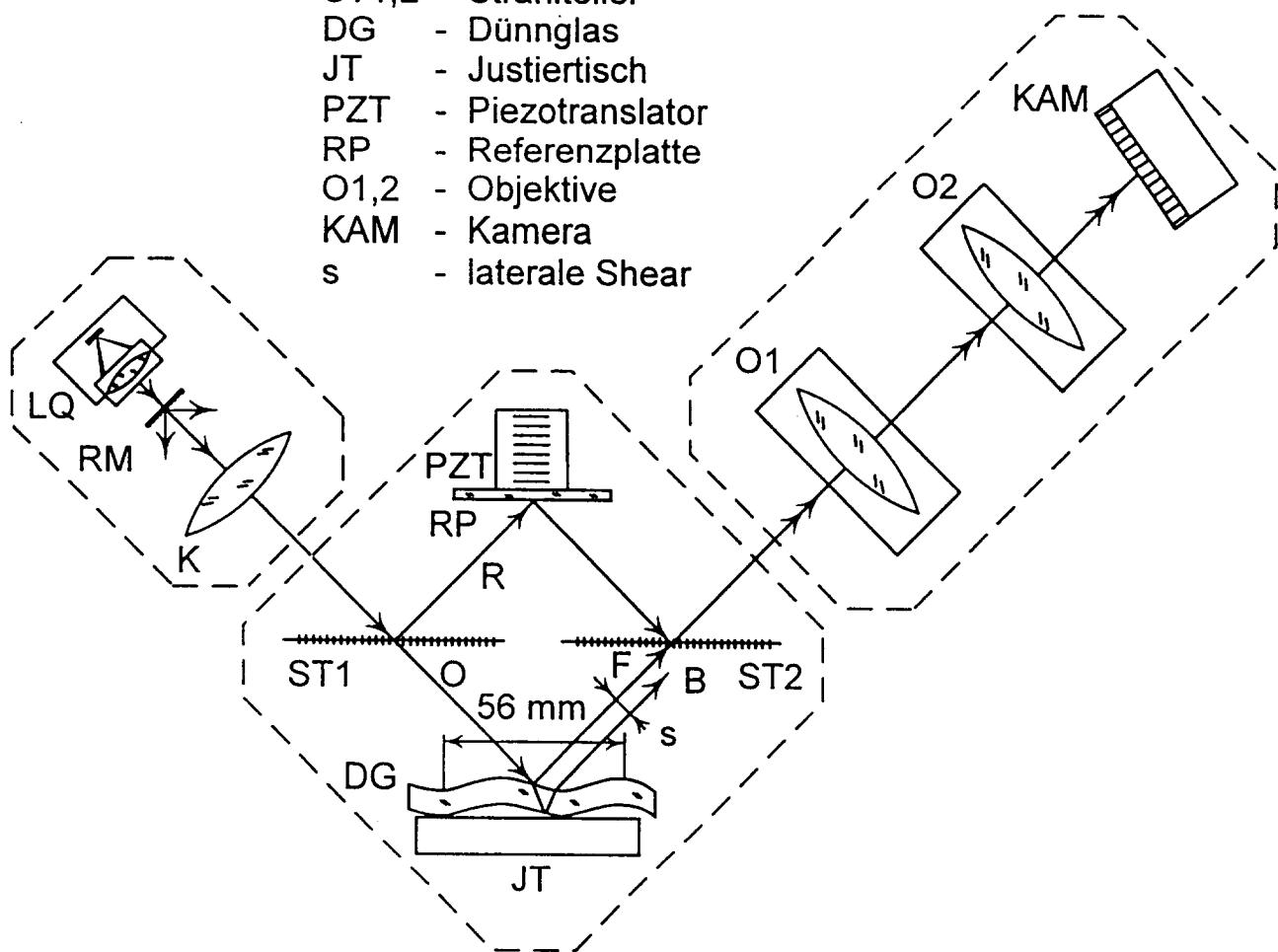


Bild 2: Mach-Zehnder-Interferometer MZI 51 für die Messung der Mikrowelligkeit von Dünnglas

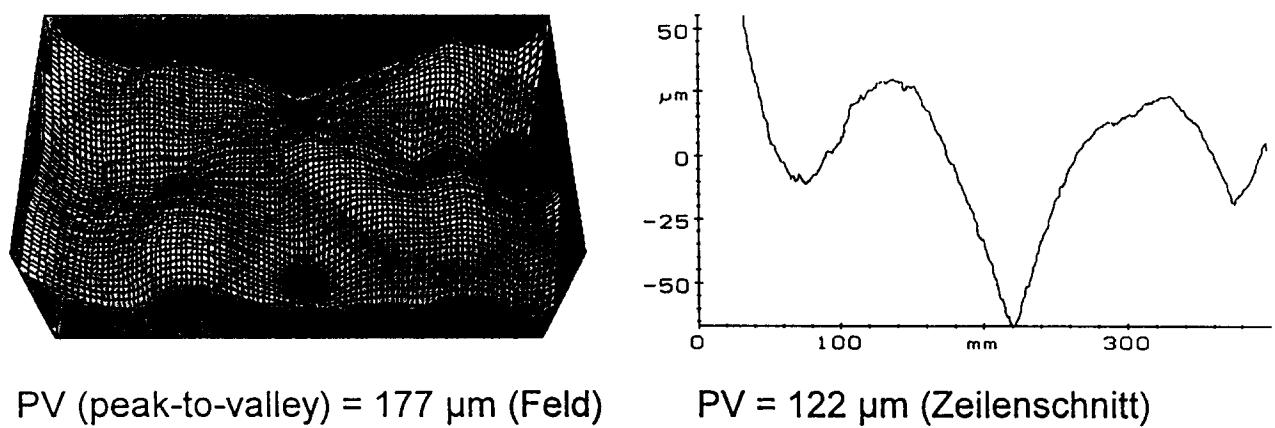
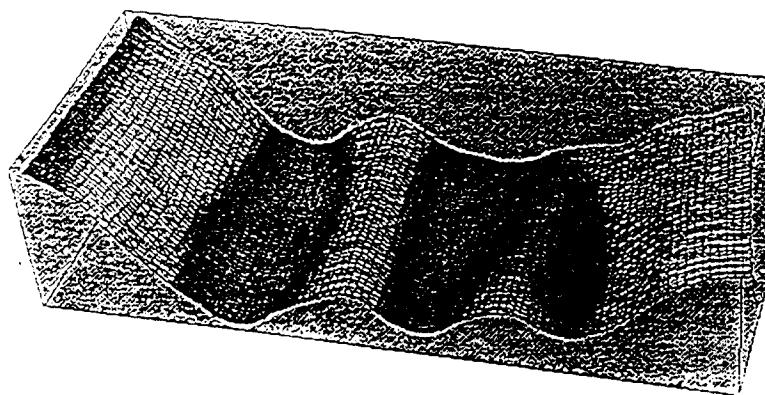
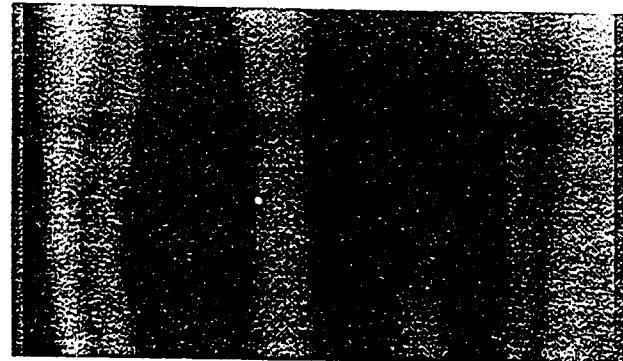
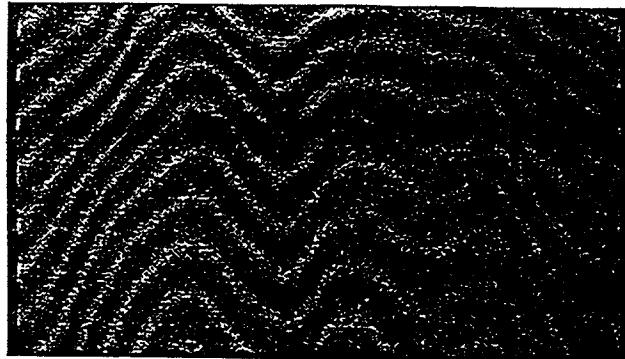


Bild 3: Ergebnis der Messung an einer Dünnglasplatte mit dem Planglastester PGT 420:  
 $d = 0,7 \text{ mm}$ , Objektfeld  $365 \times 200 \text{ mm}^2$



Alg.: 5-Phasen-Algorithmus  
 Fit: kein Fit  
 Kalibriert: mit KALIN.ZPR  
 Int-Akkumulat.: 1  
 Pro-Akkumulat.: 1  
 Lambda: 0.8950  $\mu\text{m}$   
 PU: 1.95  $\mu\text{m}$   
 Breite: 58.6 mm  
 Höhe: 28.1 mm  
 Vergr. x/y: 0.144/0.200

Pseudo-3D-Darstellung der Oberfläche

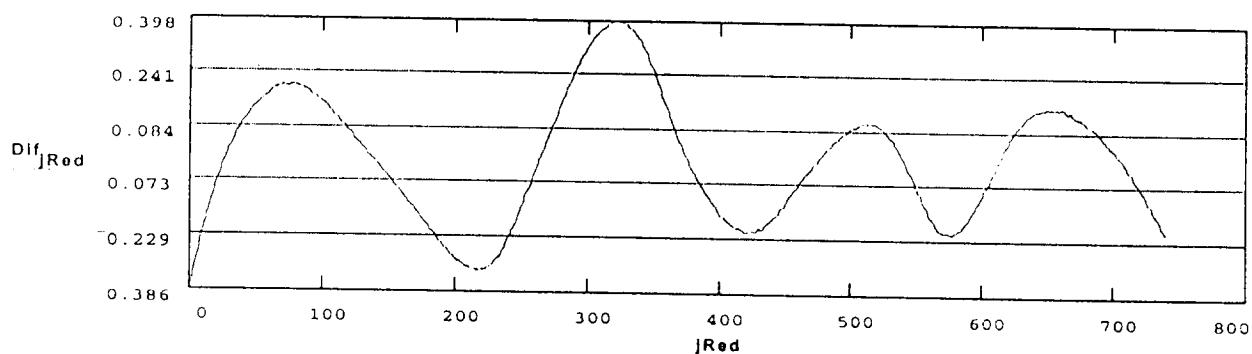


Bild 4: Ergebnis der Messung an einer Dünnglasplatte mit stark ausgeprägter Mikrowelligkeit mit dem Mach-Zehnder-Interferometer MZI 51: d = 2,08 mm, Objektfeld 58,6 mm x 28,1 mm<sup>2</sup>

## 4th European Control Conference - ECC'97

Brüssel, 1.-4. 7. 1997.

**H. Peter Jörgl**

Die *4th European Control Conference - ECC'97* wurde diesmal in Brüssel und zwar am Campus der medizinischen Fakultät der Katholischen Universität Leuven abgehalten. Die Konferenz war in 11 Parallelsitzungen zu je 6 Vorträgen organisiert, die teilweise in verschiedenen Gebäuden der Universität stattfanden, wodurch ein Wechsel von Session zu Session zwischen den Vorträgen etwas schwierig gemacht wurde. Interessante *Plenary Lectures* am Morgen der ersten drei Tage und am Ende des vierten Tages sowie zwei danach jeweils parallel abgehaltene, sogenannte *Semi-Plenary Lectures* und drei *Mini Courses* rundeten das Programm ab. Neben der hervorragenden Organisation der Konferenz, sind noch die drei Tagungsbände mit den vollständig abgedruckten *Plenary Lectures* und *Mini Courses* sowie den Kurzfassungen der Vorträge, positiv zu erwähnen. Die vollständigen Konferenzbeiträge wurden auf einer CD-ROM zur Verfügung gestellt. Die über 800 Teilnehmer der Konferenz kamen vornehmlich aus europäischen Ländern, wobei Deutschland und Frankreich die größten Gruppen stellten. Hervorzuheben ist noch die relativ geringe Anzahl (ca. 10%) von *no-shows*, die wiederum hauptsächlich aus dem osteuropäischen und asiatischen Raum stammten.

Fachlich gesehen war diese Konferenz sehr heterogen, was bei 11 Parallelsitzungen und einer derart großen Zahl von Teilnehmern jedoch nicht verwunderlich ist. Der Bogen der Themen der Sitzungen spannte sich von den klassischen Gebieten, wie *Linear*, *Nonlinear* und *Adaptive Control* sowie *Optimization* und *Stability*, hin bis zu "modernerer" Themen wie *Intelligent Control*, *Fuzzy Control* und *Hybrid Control*, wobei diese Aufzählung natürlich nicht vollständig ist. Besonders gut angekommen ist der sogenannte *Industry Day*, an dem in zwei Parallelsitzungen über einen ganzen Tag industrielle Anwendungen präsentiert wurden. Vor ausgegangen war eine *Plenary Lecture* mit dem Thema „Industrial Feedback“ von M. Steinbuch vom Philips Research Laboratory. Diese Veranstaltungen haben mit Sicherheit dazu beigetragen, daß sich viele der Konferenzteilnehmer, und das vielleicht zum ersten mal, der eigentlichen und ursprünglichen Aufgaben der Regelungstechnik bewußt wurden. Eine derartige Veranstaltung soll auch bei zukünftigen ECCs als Anregung für eine verstärkte Zusammenarbeit zwischen der Industrie und den, vornehmlich im universitären Rahmen arbeitenden wissenschaftlichen Forschern dienen. Der Ruf "Heraus aus dem Elfenbeinturm" war jedenfalls deutlich zu vernehmen.

Im Rahmen der ECC'97 fand auch eine Sitzung des European Union Control Association (EUCA) Councils statt, dessen Mitglied der Berichter ist. Dabei wurden die bekannt gegeben, daß Deutschland mit Karlsruhe (1999) und Portugal mit Porto (2001) die nächsten beiden *European Control Conferences* veranstalten werden.

**SYSID'97**  
**11<sup>th</sup> IFAC Symposium on System Identification**

D. Bauer, M. Deistler

**Kurzbericht**

Die Konferenz, die von 8. bis 11. Juli in Kitakyushu, Japan, stattfand beinhaltete 3 Gruppen von Vorträgen:

Die Plenary Lectures wurden gehalten von Prof. H. Akaike, Prof. M. Basseville, Prof. R. Isermann und Prof. P. Van den Hof. Prof. Akaike präsentierte seine Vorstellungen des Prozesses der Modellierung anhand des Beispiels eines Golfspielers wie folgt:

Da eine Modellierung der Bewegungen exakt mittels physikalischen und anatomischen Wissens zu riesigen Modellen führen würde, sei es notwendig die verfügbare Information zu komprimieren, um zu Modellen zu gelangen, die einerseits eine Schätzung ermöglichen, andererseits genügend komplex sind, um die zugrunde liegenden Charakteristika des Prozesses zu erfassen. Diese Kompression würde erlangt durch Einbindung der Statistik, die ein Maß dafür liefert, wie aussagekräftig das Modell den Prozeß beschreibt.

Prof. M. Basseville diskutierte die Grundlagen von 'Fault Detection' Algorithmen, die im Prinzip die Veränderung von Systemparametern überwachen. Die Größe der Änderung wird hierbei mittels der asymptotischen Verteilung der Parameterschätzer beschrieben. Diese Prinzipien wurden dann anhand einiger Beispiele wie der Entdeckung von Änderungen im Schwingungsverhalten von Ölplattformen illustriert.

Prof. Isermann behandelte in seiner Plenary Lecture vor allem nichtlineare Systemidentifikation. Einer allgemeinen Einführung über nichtlineare Modellklassen (verschiedene Architekturen von neuronalen Netzen, statisch und dynamisch, Radial bases functions und Modell Strukturen basierend auf Fuzzy Logic) folgte eine Fülle von Anwendungen hauptsächlich aus dem Bereich der Automobiltechnik mit interessanten Ergebnissen.

Prof. P. van den Hof gab in seinem Vortrag einen Überblick über die wichtigsten Methoden zur Identifikation von Systemen in 'Closed Loop'. Die wichtigste Aussage hierbei war, daß das Modell, welches den Prozess am besten beschreibt, nicht dasjenige sein muß, welches eine optimale Kontrolle des Prozesses liefert.

19 Invited- und 28 Contributed Sessions bildeten den Hauptblock der Konferenz. Hierbei fielen vor allem 2 hauptsächliche Richtungen ins Auge: die Theorie nichtlinearer Systeme nimmt einen immer größer werdenden Stellenwert in der Systemidentifikation und in der Kontrolltheorie ein.

Die zweite Strömung kann unter dem Titel 'Subspace-Algorithmen' subsumiert werden.

Bei der Theorie nichtlinearer Systeme fällt auf, daß es offensichtlich 2 Strömungen gibt, die die meiste Aufmerksamkeit auf sich lenken:

eine anwendungsorientierte, die relativ kritiklos die vorhandenen Methoden an ihren Erfolgen in der Anwendung mißt, sowie eine Tendenz, die Grundlagen der Schätzung nichtlinearer Systeme auf ein theoretisch fundiertes Fundament zu setzen.

Bei den Subspace-Algorithmen, die in der letzten Zeit an Beachtung gewonnen haben, bestehen ebenfalls 2 Hauptrichtungen: einerseits werden immer mehr Algorithmen produziert, um das zugrunde liegende Prinzip auf viele Situationen anwenden zu können (bestimmte Klassen von nichtlinearen Systemen, z.B.: bilineare oder Hammerstein und Wiener Modelle, zeitkontinuierliche Systeme, Closed Loop Identifikation, Identifikation von Systemen aufgrund von Messungen der Spektraldichte, lokale lineare Modelle, ... ), andererseits werden die bestehenden Algorithmen für lineare Systeme einer gründlichen Analyse ihrer statistischen Eigenschaften unterzogen.

In diesem Kontext ist auch unser Beitrag zu sehen, in dem für eine relativ allgemeine Klasse von Algorithmen die Verteilung der Schätzfehler hergeleitet wird.

4 Tutorials ergänzten das Programm. Den Abschluß der Konferenz bildete eine Panel Diskussion über die zukünftigen Herausforderungen der System-Identifikation, deren Protagonisten Prof. L. Ljung, Prof. G. Picci, Prof. M. Gevers, Prof. R. Isermann, Prof. K. Astrom und Prof. Eykhoff waren.

Hauptsächlicher Tenor der Diskussion: Die Zukunft der System Identifikation liegt in der Ausweitung der Resultate, die bisher für lineare Modelle erzielt wurden, für andere Modellstrukturen, also z.B. einer Strukturtheorie für Klassen von nichtlinearen Modellen, qualitative Daten oder 2-D Systeme.

Der Erfolg der Systemidentifikation als eigenständige Wissenschaftsdisziplin wird nach einhelliger Meinung hauptsächlich davon abhängen, ob es gelingt, das erforschte Know-How den Anwendern nahezubringen, also die Theorie so umzusetzen, daß sie in der Industrie tatsächlich angewandt wird.

## The 4th IFAC Symposium on Advances in Control Education - ACE'97

Istanbul, Türkei

14.-16.7.1997.

**H. Peter Jörgl**

Das ACE-Symposium kann als die wichtigste Aktivität des IFAC Technical Committee on Control Education (EDCOM) angesehen werden. Es wurde in diesem Jahr nach Swansea (1988), Boston (1991) und Tokyo (1994) zum vierten Mal und zwar in Istanbul, Türkei abgehalten und vereinigte ca. 80, an der Verbesserung und an Veränderungen der Lehre auf dem Gebiet der Regelungs- und Steuerungstechnik interessierte Teilnehmer. Die Anzahl der „No-Shows“ blieb mit etwa 10% im üblichen Rahmen. Das Symposium war in zwei Parallelsitzungen zu je 5 bzw. 6 Vorträgen über eine Zeitraum von zweieinhalb Tagen organisiert. Drei Plenary Lectures sowie eine *Video Competition* mit leider nur 4 Teilnehmern vervollständigten das Programm.

Auf Grund der doch relativ eindeutigen Themenstellung war das Symposium fachlich gesehen sehr homogen. Die wesentlichen in den Sitzungen behandelten Themen waren *Real Time Control, Modelling, Software Tools, Laboratory Experiments, Control Curricula* sowie *Continuing Education*. Einige besonders interessante und heftige Diskussionen auslösende Beiträge wurden zum Thema *New Ways of Teaching Control* präsentiert. Dabei wurde im besonderen auf die scheinbare Diskrepanz zwischen dem an der überwiegenden Mehrheit der universitären Einrichtungen vermittelten Textbuchwissen und der von der Industrie verlangten praxisnahen Ausbildung hingewiesen. Es wurde kritisiert, daß den Studenten in der ersten und manchmal einzigen Vorlesung (Grundausbildung) zu schnell und zu viel unnötige Abstraktion abverlangt wird. Hinsichtlich der Laborexperimente wurde zum Teil der Einsatz steriler, kommerziell erhältlicher Experimente kritisiert, da den Studierenden dadurch die Probleme bei der Instrumentierung unbewußt bleiben. Besondere Beachtung fand auch auf diesem Symposium die für Entwicklungsländer wichtige Frage, wie man billig didaktisch sinnvolle Laborexperimente aufbauen kann. Weiters war auffällig, daß sich nur zwei Beiträge mit dem wichtigen Thema der Lehre auf dem Gebiet *Discrete Event Control* befaßten. Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß dieses Symposium sowohl fachlich wie auch organisatorisch den Anforderungen an eine derartige IFAC-Veranstaltung voll und ganz gerecht werden konnte.

Im Rahmen der ACE'97 fand auch eine EDCOM-Sitzung statt, auf der vom lokalen Koordinator über den Stand der Vorbereitungen für das nächste ACE-Symposium berichtet wurde, das im Jahr 2000 in Cairns, Australien stattfinden wird. Für das Jahr 2003 haben die Kollegen aus der Tschechische Republik ihr Interesse an der Veranstaltung des ACE-Symposiums mit dem Veranstaltungsort Prag angemeldet.

## 4. IFAC Workshop „Intelligent Manufacturing Systems“ - IMS'97

Seoul / Korea  
21. bis 23. Juli 1997

G. Kronreif, M.-W. Han

Nach den IFAC Veranstaltungen in Dearborn (USA) - 1992, Wien (A) - 1994 und Bukarest (RO) - 1995, fand der vierte Workshop der Reihe „Intelligent Manufacturing Systems“ heuer zum ersten Mal in Asien - in Seoul - statt. Wie schon die IMS Workshops vergangener Jahre, gliederte sich diese Tagung im wesentlichen in die Bereiche: „Integrated Manufacturing Systems“, „Scheduling und Simulation“, „Neural Network, Fuzzy Theory“ sowie Anwendungen daraus, „CAD/CAM/CAE“, „Robotics“, „Concurrent Engineering“, „Cell Design, Cell Control“ und - heuer zum ersten Mal als Schwerpunkt - „Manufacturing Management Systems“. Nach wie vor konzentriert sich der behandelte Fachbereich dieser Konferenzreihe *ausschließlich* auf das Thema „Intelligent Manufacturing“, was durch die Organisation einer Spezialsitzung zur „weltweiten IMS Initiative“ bzw. durch den Einleitungsvortrag „International Cooperation under the IMS Initiative“ (dargeboten vom Präsidenten der IMS Initiative, Michael Parker) noch unterstrichen wurde. Auch die strikte Beschränkung der zu präsentierenden Fachbeiträge - es waren 71 Vorträge aus 17 verschiedenen Ländern zur Präsentation zugelassen - sollte eine mögliche Abweichung vom zentralen Thema hintanhalten.

Der Auftrag der IMS Initiative ist die länderübergreifende Mobilisierung von Industrie, Regierungen und Forschungseinrichtungen zur gemeinschaftlichen Entwicklung und Verbreitung neuer Fertigungstechnologien und -systeme im globalen Umfeld. Charakteristisch für diese Initiative ist: weite internationale Beteiligung (nahezu alle OECD Nationen nehmen daran teil), Durchführbarkeitsanalyse und bearbeitete Projekte sind industrie-gesteuert, IMS ist eine Antwort auf *globale* Entwicklungen, und Ausrichtung der Initiative als Umgebung für eine allseitig fruchtbringende Zusammenarbeit von Klein- und Großbetrieben. IMS wird hauptsächlich gebildet durch ein Portfolio verschiedener Projekte. Aus einer ausgedehnten Durchführbarkeitsanalyse (1992-1994), welche über sechs verschiedene Test-Cases die Möglichkeit der Kooperation verschiedener Mitbewerber zur Entwicklung von Techniken und Fertigungssystemen abschätzen sollte, entstanden in den letzten Jahren 13 verschiedene Projekte. Einige dieser Projekte - „Intelligent Manufacturing Systems Rapid Product Development“, „Holonic Manufacturing Systems“, „GLOBEMAN 21: Enterprise Integration for Global Manufacturing Towards the 21st Century“ und „GNOSIS: Knowledge Systematization“ - wurden auf dem Workshop näher vorgestellt.

Der weitere Eindruck aus einzelnen Fachsitzungen und Präsentationen lässt sich wie folgt grob zusammenfassen:

Simulation: Als Werkzeug schon lange in ausreichend entwickelter Form verfügbar und (verfrüh?) als „Schlüsseltechnologie der 90er Jahre“ tituliert, kämpft die Simulation nach wie vor um breite Anerkennung. Auch die Fachbeiträge dieses IMS-Workshops zum

Thema Simulation und Scheduling waren weitestgehend theoretischer Natur. Einige Beispiele für eine erfolgreiche Anwendung von Simulation könnten der Akzeptanz dieses Planungshilfsmittels dienlich sein.

**Robotics:** Die Beiträge zum Thema „Robotertechnik“ waren sowohl theoretischer Natur als auch anwendungsorientiert. Als Schlagworte sind zu nennen: task-orientierte Programmierung, parallele Roboterstrukturen, mobile Robotersysteme.

**Manufacturing Cells:** Sowohl die Fachbeiträge zum Thema „Cell Design“ als auch die im Bereich „Cell Control“ widmeten sich in erster Linie dem Leitgedanken „Erhöhung der Flexibilität“. Die Flexibilität einzelner in der Zelle eingesetzter Teilsysteme bringt dabei nicht immer auch eine ausreichende Flexibilität der gesamten Fertigungszelle mit sich - einige interessante Beiträge beschreiben Lösungsansätze, wie durch den Einsatz geeigneter Datenbankstrukturen bzw. durch offene Steuerungssysteme diesem Problem weitestgehend Einhalt geboten wird.

**Neuronale Netze:** Obwohl neuronale Netze und Fuzzy-Steuerungen zu den wichtigsten Techniken zur Realisierung von intelligenten Systemen gehören, wurden erstaunlich wenige Beiträge über diese Themen präsentiert. Die bei dem Workshop präsentierten Arbeiten handelten vorwiegend über Themen wie zum Beispiel Anwendung neuronaler Netze im Bereich Fertigung, Einsatz hybrider künstlicher Intelligenz, Parameterschätzung für Qualitätskontrolle und Modellierung von VLSI-Verbindungen im Bereich Fertigung bzw. mobiler Robotersysteme. Ein weiterer Beitrag behandelte die Erkennung ungewöhnlicher Situationen am Schneidwerkzeug mit Hilfe eines Bildverarbeitungssystems und neuronaler Netze.

**Fuzzy Theorie und Anwendung:** In diesem Bereich wurden einige anwendungsorientierte Arbeiten vorgestellt, wie zum Beispiel die Anwendung von Fuzzy-Logic für die intelligente Prozeßplanung und ein relativ einfaches Konzept einer Fuzzysteuerung. Mehr im theoretischen Bereich angesiedelt war eine Arbeit über die Einführung einer neuen „Fuzzy-Set Algebra“.

**CAD/CAM/CAE:** Die beim Workshop vorgestellten Beiträge behandelten unter anderem die intelligente Auswahl von Schneidparametern beim Fräsen, adaptive Finite-Elemente-Analyse, die Computersimulation einer kontinuierlichen Fertigung, Werkzeugbahnanplanung für die Fertigung freier Fräsfächen und andere.

Das nächste ims-Workshop findet vom 9. - 11. November 1998 in Gramado (Brasilien) statt.

## **8th International Conference on Advanced Robotics - ICAR'97**

Monterey, CA, USA  
July 7-9 1997

P. Fiorini

The Welcome to Monterey was given by the Provost of the Monterey Naval Postgraduate School on Monday morning. The Conference had over 170 registered attendees from 32 countries, and the adjoining 4 workshops on July 6 counted over 50 registered attendees. One third of the attendees were from North America (US and Canada), one third from Europe and the Mid-East, one third from the Far East, including India; there were six attendees from Central and South America, and one from New Zealand.

The 1052-page Conference Proceedings contains 151 papers from 29 countries. Out of this, 142 papers were presented à 20 minutes at the Conference in 3 parallel sessions on Monday and Tuesday, and 4 parallel sessions on Wednesday. Well-received original plenary lectures were given by Dr. R. Satava on Monday morning („Robotics as Information technology“), and by Dr. S. Charles („Dexterity Enhancement for Surgical and Industrial Applications“). On Wednesday morning Mr. B. Carlisle gave a plenary lecture („On Creating a Humanoid“). The Tuesday plenary session was dedicated to remote control demonstrations connecting the Conference site in Monterey, CA, to telerobotic sites in Milan, Italy, Paris, France, and Tsukuba City, Japan, and also to Planet Mars through selected Web pages in the ongoing NASA/JPL mars Pathfinder/Sojourner program. This last connection was simultaneously transmitted on ISDN lines also to an Italian TV station in Milan, and to a Hungarian TV station in Budapest.

The Conference also housed seven exhibits with interesting and lively demonstrations. The last plenary session on Wednesday afternoon was dedicated to a plenary discussion on „International Cooperation“ given by representatives from 7 countries and chaired by Prof. Y. Umetani of Japan. The Conference was concluded with a banquet dinner at the world famous Monterey Bay Aquarium, where Mr. D. Orange of MBARI highlighted the „Robotic Challenges in the Deep Ocean for the 21st Century“ with an inspiring illustrated talk.

Following the Conference on Thursday about 90 Conference attendees visited robotic sites at Stanford University.

The next ICAR, ICAR'99, will be held in Tokyo, Japan, in October 1999, with Prof. Y. Umetani as General Chair, and Dr. K. Tanie as Program Chair.

## **Grundgebiete der Elektrotechnik**

Herausgeber: Führer, A.; Heidemann K.; Nerreter W.

Band 1: 273 Seiten, 6. Auflage, Carl Hanser Verlag München-Wien, 1997

Band 1, der Gegenstand dieser Buchbesprechung ist, behandelt die stationären Vorgänge in elektrischen Stromkreisen sowie in elektrischen und magnetischen Feldern. Im Band 2 hingegen werden die zeitabhängigen Vorgänge beschrieben.

Das Lehrbuch Grundgebiete der Elektrotechnik wendet sich an Studenten der Elektrotechnik sämtlicher Fachrichtungen in Fachhochschulen, Technischen Lehranstalten und Technischen Universitäten. Es gliedert sich in die Kapitel Grundbegriffe, Zweipole, Vierpole, Netzwerkanalyse, elektrisches Feld, magnetisches Feld und Leitungsmechanismen. Im Anschluß befinden sich Hinweise auf weiterführende Literatur, sowie in der Branche übliche SI-Einheiten.

Die Autoren gehen davon aus, daß die mathematischen Kenntnisse der Leser bei der Erarbeitung der Lektüre zunehmen, und beginnen mit dem elektrischen Strom in Leitern und nicht mit dem elektrostatischen Feld, um die Kenntnisse über Differentialrechnung und Integralrechnung erst im späteren Folge zu fordern.

Weiters werden die wichtigsten Fachausdrücke der Elektrotechnik beim ersten Auftreten in englischer Sprache angeführt, um eine bessere Verbreitung der Fachsprache zu gewährleisten.

Erwähnt sollte auch die Art der didaktischen Aufarbeitung des Stoffes werden. - So ist der Lehrstoff mit der Angabe von Zielen, Beispielen, Fragen und Aufgaben, welche aus vielen Spezialgebieten des Fachgebietes stammen, versehen, um bessere Verständlichkeit zu gewährleisten. Vorgeschlagene Lösungswege zu den gestellten Aufgaben runden das Programm ab, und ermöglichen dem Leser ein leichteres Eindringen in den Lehrstoff.

Ch. Fessel

# Mikrosystemtechnik für Ingenieure

W. Menz, J. Mohr

2. Auflage

433 Seiten, ISBN 3-527-29405-8

VCH Verlagsgesellschaft Weinheim, 1997

Die Mikrosystemtechnik hat sich in den letzten Jahren in einem rasanten Tempo entwickelt. Während sich noch vor wenigen Jahren Forschung und Entwicklung auf die Mikrostrukturtechnologie konzentrierten, um einzelne Komponenten darstellen zu können, wird heute schon mit bemerkenswerten Aufwand an der Realisierung von Mikrosystemen gearbeitet. Dies ist eine Entwicklung, die aus mehr als einem Grund notwendig erscheint. Die Mikrostrukturtechnik ist eine notwendige aber nicht hinreichende Voraussetzung für die Mikrosystemtechnik. Ein Einsatz konventioneller Komponenten durch solche in Mikrostrukturtechnik kann wohl im Einzelfall Probleme lösen, ist aber nicht dazu angetan, einen breiten technologischen und wirtschaftlichen Durchbruch auszulösen; erst mit der Mikrosystemtechnik scheint dies möglich. Für jeden, der sich ernsthaft mit dieser Materie auseinandersetzt, öffnet sich ein schier unerschöpfliches Gebiet an technischen Anwendungen, das von der Verkehrstechnik über die Kommunikation, die Produktionstechnik, die Umwelttechnik, die Verbrauchsgütertechnik bis zur Medizintechnik reicht.

Dieses Lehr- und Informationsbuch versucht den Leser in die Grundlagen der Mikrosystemtechnik heranzuführen. Auf allen Gebieten dieses Bereiches konnten in den letzten Jahren beachtliche wissenschaftliche Erfolge erzielt werden, weshalb für diese zweite Auflage einzelne Kapitel wesentlich umgestaltet oder neu geschrieben wurden - allgemein wurde die nun vorliegende Auflage auf neue Interessenschwerpunkte ausgelegt. Insbesondere die Kapitel zur Silizium- und LIGA-Technik wurden stark erweitert. Neu hinzugekommen sind anwendungsbezogene Aspekte in der Medizintechnik, Galvanik und Lithographie.

Diese sehr gut lesbare und auch sehr gut illustrierte Einführung in die Mikrosystemtechnik spricht überwiegend fortgeschrittene Studenten der Ingenieurwissenschaften an, die einen didaktisch ansprechenden und gut verständlichen Einstieg in dieses aktuelle Forschungsthema suchen. Auch Fachleute können sich hier einen fundierten Überblick über die theoretischen und experimentellen Grundlagen der Mikrosystemtechnik verschaffen.

Gernot Kronreif

Ein Institut stellt sich vor:

## Forschungszentrum Seibersdorf - Bereich Produktionsinformatik

Bruno Schwab

Das gesellschaftliche Umfeld wird zunehmend durch Informationstechnik und Telematik geprägt. Diesem Zustand ist im Forschungszentrum Seibersdorf durch die Gründung des Bereiches Produktionsinformatik Rechnung getragen worden. Die Basis dieses Bereiches ist zum einen die traditionelle Automatisierungstechnik, zum anderen Informationstechnik und Telematik (IT).

Das Forschungszentrum Seibersdorf finanziert seine Aktivitäten in zunehmendem Maße durch Industrieaufträge. Diese Mischung ist eine ideale Symbiose zwischen F&E und den daraus resultierenden Anwendungen. Sie ergibt einen direkten Regelkreis zwischen Kundenanforderungen und den Forschungsaktivitäten. Aus diesem Regelkreis haben sich langfristige Schwerpunkte entwickelt, die in diesem Beitrag nachfolgend beschrieben sind.

### **Automatisierung in der Qualitätskontrolle:**

Die Produktqualität bestimmt zunehmend den Erfolg von produzierenden Unternehmen. Die Produktqualität wird sowohl durch organisatorische als auch durch technische Maßnahmen gesichert. Der Schwerpunkt dieses Geschäftsfeldes ist die Sicherung der technischen Produktqualität durch inline Qualitätskontrollverfahren im Produktionsprozeß. Die technische Grundlage ist dabei sowohl „herkömmliche“ Sensorik aber in zunehmenden Maße digitale Bildverarbeitung.

Die eingesetzte Bildverarbeitung umfaßt sowohl Zeilen-, Flächen- und Farbbildkameras. Neben der Expertise über Bildverarbeitung besteht das know how dieses Geschäftsfeldes auch in der industriellen Umsetzung, Beleuchtung und Gesamtprojektabwicklung. Die Palette der gelösten Aufgabenstellungen ist eine sehr breite, quer durch verschiedenste Produktfamilien. Aus diesen Einzelprojekten entstehen auch Produkte die vorwiegende mit dem industriellen Erstkunden vertrieben werden. Dadurch ist der Beitrag zur Mitfinanzierung weiterer F&E sicher gestellt.

Eine Technologie für die zur Zeit Grundlagenarbeit geleistet wird, ist Thermografie für industrielle Anwendungen. Diese Technologie kommt z.B. bei Riñerkennung in unterschiedlichsten Materialien als auch in der Kontrolle von bestückten Leiterplatten zum Einsatz. Auch in dieser Technologie ist vor allen Dingen know how über die Rahmenbedingungen im industriellen Einsatz ausschlaggebend für den Erfolg der geplanten F&E Projekte.

Für genannte Schwerpunkte ist es unumgänglich die aktuellen Informationen der mitentwickelten spezifischen IT-Lösung in die bestehende EDV Umwelt der jeweiligen Anwender einzubinden. Diese Tatsache erfordert eine up to date Kenntnis der IT Möglichkeiten.

### **Medizin- und Rehabilitationstechnologie:**

Das Thema dieses Geschäftsfeldes hat im ersten Ansatz nicht mit der Bereichsthema Produktionstechnik gemeinsam. Die Technologie für erarbeitete Lösungen ist jedoch sehr ähnlich der industriellen Anforderungen. Zwei Schwerpunkte bestimmen dieses Geschäftsfeld.

Klinische Diagnostik wird durch Informationstechnik stetig progreßiv verbessert. Österreich hat in der medizinischen Fachwelt ausgezeichnete Experten. In Zusammenarbeit mit Medizinern ist es diesem Geschäftsfeld möglich diagnostische Systeme zu entwickeln. Dabei konzentrieren wir uns nur auf Spezialgebiete z.B.: Haut.

Motivierende Lernsysteme sind in der modernen Rehabilitationstechnik für die Genesung von Patienten unumgänglich. Auch in diesem Spezialgebiet arbeiten wir eng mit Experten der Rehabilitationstechnik zusammen. So entwickelten wir z.B. „Step by step“ ein Lernsystem für spastisch Behinderte und „Gebilex“ ein Gehörlosenlexikon bis zur Marktreife. Auch in diesem Feld ist ein Erfolg nur mit Einsatz modernster IT möglich.

#### **Automatisierte Fertigungsmaschinen:**

In langjähriger Tradition werden im Forschungszentrum Seibersdorf Prototypen entwickelt. Die Wurzeln dieses know hows stammen aus dem physikalischen Apparatebau.

Für die Fertigungstechnik werden vor allen Dingen Handhabungsprobleme gelöst. Das Thema „biegeschlaffe Teile“ ist mit ein F&E Schwerpunkt für aktuelle Problemstellungen. Die industrielle Umsetzung erfordert in diesem Umfeld stets ein konkretes Realisierungs know how.

In der Verfahrenstechnik bildet Volukal, eine Prüfanlage zur Volumsmessung, den zweiten Schwerpunkt dieses Geschäftsfeldes. Die Volumsmessung wird zur Eichung bzw. Kalibrierung von Volumsmessinstrumenten z.B. Wärmezähler benötigt. In dieser Technologie ist das Geschäftsfeld eine europäisch anerkannte wissenschaftliche Größe.

#### **Informationslogistik:**

In einem informationstechnischen Umfeld wird der Engineeringprozeß zur Projektabwicklung zeitlich stetig kürzer. Diese Tatsache ist vor allen durch die Prämissen kürzere Produktlebenszyklus als auch generell kürzere development to market Zyklen bestimmt. Zum anderen arbeiten wir immer mehr in Netzwerken d.h. Entwicklungspartner sind örtlich verteilt. Im Rahmen eines EU Projektes entwickelt dieses Geschäftsfeld für Industrieanlagenbauer ein IT Werkzeug um Planrevisionen zu organisieren. Mit diesen Kenntnissen war es möglich, ein Produkt zu entwickeln, das örtlich verteilten Engineeringgruppen ermöglicht wie in einem LAN zusammenzuarbeiten. Diese Produkt erforderte vertieftes know how in verschiedensten Detailgebieten der IT. Im nächsten Schritt wird der Endbenutzer von Produkten in die Informationskette eingebunden um so einen Informationskreislauf zu schließen.

Die Zukunft des Bereiches Produktionsinformatik liegt im verstärkten Einsatz von Informationstechnik und Telematik. Mit den beschriebenen Geschäftsfeldern sind die Grundsteine dazu gelegt.

#### **Adresse:**

Österr. Forschungszentrum  
A-2444 Seibersdorf

Tel.: 02254-780-2751  
FAX: 02254-780-2724  
email: schwab@zdean1.arcs.ac.at

**ICSC**

International Computer Science Conventions  
Canada / Switzerland

**Announcement and Call for Papers**

**International ICSC / IFAC Symposium on  
Neural Computation**

To be held at the Technical University in Vienna, Austria

**September 23 - 25, 1998**



**SIEMENS**

**TOPICS**

Contributions are sought in areas based on the list below, which is indicative only. Contributions from new applications areas will be particularly welcome.

**Neural Network Theory**

Mathematical, computational background - Mathematical theories of networks in dynamical systems - Neural network architectures and algorithms - Neural models for cognitive science and brain functions - Convergence - Numerical aspects - Statistical properties - Artificial associative memories - Self-organization - Hybrid systems - Neuro-Fuzzy - Knowledge extraction from neural networks - Genetic algorithms - Optimization - Radial basis function networks - CMAC - Pre-filtering and pre-selection of input-data - Chaos-theoretical methods for data evaluation - Vector quantization

**Tools and Hardware Implementation**

Rapid prototyping tools - Graphical programming tools - Simulation and analysis tools - Heuristics for neural network design - Neuro-computers - Electronic and optic implementations - Neuro-chips - Spiking-Neurons - Parallel processing

**Applications**

Pattern recognition - Signal processing - Neural filters - Speech recognition - Robotics - Control - System Identification - Time series prediction - Sales forecast - Electrical power load forecast - X-ray image analysis

**INTERNATIONAL PROGRAM COMMITTEE**

Shai Ben-David, Israel · Horst Bischof, Austria · Hans H. Bothe, Germany · Martin Brown, U.K. · Frans M. Coetze, USA · Juan Lopez Coronado, Spain · Georg Dorffner, Austria · K. Fukushima, Japan · Wulffram Gerlach, Switzerland · Stan Gielen, Netherlands · C. Lee Giles, USA · C.J. Harris, U.K. · J. Herault, France · Kurt Hornik, Austria · Nikola Kasabov, New Zealand · Bart Kosko, USA · Wolfgang Maass, Austria · Giuseppe Martinelli, Italy · Fazel Naghdy, Australia · Sankar K. Pal, India · Y.H. Pao, USA · Martin Pottmann, USA · Raul Rojas, Germany · Tariq Samad, USA · Robert Sanner, USA · Bernd Schuermann, Germany · J.S. Shawe-Taylor, U.K. · Peter Sincak, Slovakia · George D. Smith, U.K. · Nigel Steele, U.K. · Piotr Szczepaniak, Poland · Csaba Szepesvári, Hungary · Henning Tolle, Germany · S. Usui, Japan · J. Vandewalle, Belgium · A. Weinmann, Austria · T. Yamakawa, Japan

The symposium is organized under the honorary patronage of Prof. Alexander Weinmann, University of Technology, Vienna

**Symposium Organizer**

ICSC International Computer  
Science Conventions  
P. O Box 279  
Millet, AB T0C 1Z0 / Canada  
Phone: +1-403-387-3546  
Fax: +1-403-387-4329  
Email: icsc@compusmart.ab.ca

**Honorary Chair**

Prof. Tomaso Poggio  
Co-Director  
Biological & Computational Learning  
Institute of Technology  
Cambridge, MA 02139 / USA  
tp-temp@ai.mit.edu

**Symposium Chair**

Dr. Michael Heiss  
ECANSE  
Siemens AG  
Gudrunstrasse 11  
A - 1100 Vienna / Austria  
michael.heiss@siemens.at  
m.heiss@ieee.org

**Important Dates**

Submission of Abstracts: 1/31/98  
Notification of Acceptance: 3/31/98  
Delivery of Full Paper: 5/31/98  
Tutorials & Workshops: 9/21-22/98  
NC'98 Symposium: 9/23-25/98

CFP and full updated information on NC'98 is available from:

<http://www.compusmart.ab.ca/icsc/nc98.htm>

Datum	Veranstaltung	Ort	Weitere Informationen erhältlich bei:
23. - 24. 3. 1998	IFAC Workshop Intelligent <i>Sevilla</i> Components for Vehicles - <i>Spain</i> ICV'98		Prof. Anibal Ollero Dpto Ingeniera de Sistemas Escuela Superior de Ingenieros Avda. Reina Mercedes, E-41012 Sevilla, Spain FAX +34 5 455 6849 e-mail: aollero@cartuja.us.es
25. - 27. 3. 1998	IFAC Symposium Intelligent Autonomous Vehicles - IAV'98	Madrid Spain	IAV'98 Secretariat Universidad Carlos III de Madrid Dept de Ingenieria, C/Butarque 15 E-28911 Leganes, Madrid, Spain FAX +34 1 624 9430 e-mail: iav9@ing.uc3m.es <a href="http://www.uc3m/iav98/competition.html">http://www.uc3m/iav98/competition.html</a>
14. - 16. 5. 1998	IFAC Conference Supplemental Ways for Improving International Stability - SWIIS	Bucharest Romania	Prof. Ion Dumitache Politechnical University of Bucharest Splaiul Independentei 313 FAX: +40 1 3113242 e-mail: dumi@lnx.cib.pub.ro
21. - 23. 5. 1998	IFAC Workshop Intelligent <i>Bled</i> Assembly and Disassembly <i>Slovenia</i>		iasm, Fac. of Mechanical Eng. Askerceva 6 SLO-1000 Ljubljana Slovenia FAX: +386 61 218567 e-mail: dragica.noe@fs.uni-lj.si
31. 5. - 4. 6. 1998	IFAC (EFB/SFBJ) Conference Computer Applications in Biotechnology - CAB 7	Osaka Japan	Prof. Suteaki Shioya, Dept. of Biotechnology Graduate School of Engineering Osaka University, 2-1 Yamada-oka Suita, Osaka 565, Japan FAX: +81 6 879 7444 e-mail: shioya@process.bio.eng.osaka-u.ac.jp
4. - 5. 6. 1998	IFAC Workshop On-Line Fault Detection and Supervision in the Chemical Process Industries	Solaize France	Dr. Silvie Cauvin, Institut Francais de Pétrole 1-4 av. de Bois Préau F-92852 Rueile Malmaison Cedex France FAX +33 1 47527022 e-mail: Sylvie.Cauvin@ifp.fr
8. - 10. 6. 1998	IFAC Symposium Dynamics and Control of Process Systems - 5th DYCOPS	Corfu Greece	Prof. Costas Kiparissides Dept. of Chemical Engineering Aristotle University of Thessaloniki, POB 472 GR-54006 Tessaloniki, Greece FAX: +30 31 996198 e-mail: cypress@alexandros.cperi.forth.gr

<b>Datum</b>	<b>Veranstaltung</b>	<b>Ort</b>	<b>Weitere Informationen erhältlich bei:</b>
24. - 26. 6. 1998	IFAC Symposium Information Control Problems in Manufacturing - INCOM'98	Nancy France	INCOM'98/CRAN-GSIP, Faculté des Sciences Université Henri Poincaré Nancy I, BP 239 F-54506 Vandoeuvre les Nancy France FAX: +33 83 91 21 26 e-mail: incom98@cran.u-nancy.fr
24. - 26. 6. 1998	1998 American Control Conference (in cooperation with IFAC)	Philadelphia, PA, USA	Prof. A. Haddad, AACC Secretariat, Dept. ECE Northwestern Univ., 2145 Sheridan Rd. Evanston, IL 60208-3118, USA FAX: +1 708 491-4455 e-mail: ahaddad@ece.nwu.edu
8. - 10. 9. 1998	6th ISMQC IMEKO Symposium Metrology for Quality Control in Production	Wien Österreich	Dr. D. Prostredník Technische Universität Wien Abt. Austauschbau und Meßtechnik Karlsplatz 13/3113 A-1040 Wien FAX: +43 1 58801 3184 e-mail: imeko@eftuv1.tuwien.ac.at
17. - 19. 9. 1998	IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems - INES'98	Wien Österreich	Prof. Dr. P. Kopacek Technische Universität Wien Inst. für Handhabungsgeräte und Robotertechnik Floragasse 7a A-1040 Wien FAX: +43 1 504 18 359 e-mail: kopacek@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at
28. - 30. 9. 1998	IFAC Workshop TELEMATICS: A new dimension of automation	Wien Österreich	Institut für Handhabungsgeräte und Robotertechnik Technische Universität Wien Floragasse 7a A-1040 Wien FAX: +43 1 504 18 359 e-mail: tda@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at