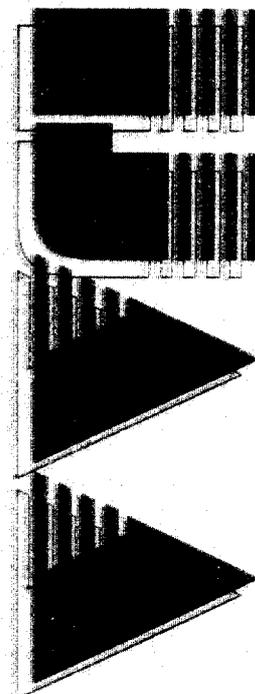


INTERNATIONAL JOURNAL

HEFT 1

Jg. 8, (2000)

AUTOMATION AUSTRIA



INHALT

	<i>Seite</i>
WEIDMANN, A. Robust Matrix Assignment with Constraint Controller Norm	1
VINCZE, M. u. KRAUTGARTNER, P. Optimal Dynamic Performance for Active Vision Systems	11
KOLLER, G. Entwurf, Simulation und Echtzeitbetrieb der Regelung eines inversen Pendels unter MATLAB	27
NACHRUF	45
SCHLAGLICHTER	47
BUCHBESPRECHUNG	49
DISSERTATIONSKURZFASSUNGEN	55
EIN INSTITUT STELLT SICH VOR	60
VERANSTALTUNGEN	63
FRED MARGULIES-PREIS	68

Robust Matrix Assignment with Constrained Controller Norm

Alexander Weinmann, ÖVE, Senior Member IEEE

Abstract – Two cases of robustness of optimal matrix assignment are considered: (i) Local optimization and (ii) optimization in the average sense within the uncertainty range of some unidirectional uncertainty. The problems are solved subject to the condition of restricted controller Frobenius norm. A related robustification method is also suggested.

Index Terms – Robust design, robustification, matrix assignment

1 Introduction

Matrix assignment [6] generalizes pole assignment. Direct matrix assignment under simple restriction of \mathbf{K} is a useful design method and is characterized by simple formulas.

As a supplement, in this paper robust matrix assignment with Frobenius norm restriction of \mathbf{K} is considered for unidirectional uncertainty in the plant.

In the literature, up to now constraints were investigated several times; e.g., in the structure [3,5], concerning the control law [4] or minimum control effort necessary for pole allocation [1].

Robust pole assignment minimizing the sensitivity of the assigned poles to perturbations and minimizing an upper bound on the norm of the feedback matrix was derived in [2].

2 The Goals and the Need

Limitation of state controller norm $\|\mathbf{K}\|_F$ contributes on constraining the influence of noise contamination and actuating variable amplitudes. Actually, $\mathbf{K}\mathbf{x}$ determines the real-world actuating signal \mathbf{u} . Noise usually should be considered as given by a certain percentage of the maximum signal. Hence, contamination in \mathbf{x} is supposed of a given amount. For high frequencies, the higher K_{ij} the higher the unwanted deterioration of the actuating variable u_i by noise in x_j .

Similar arguments have to be taken into consideration as far as actuating variable amplitudes are concerned when rejecting disturbances.

3 Locally Optimal Robust Controller. Minimum λ_R versus Uncertainty

The best approximation of a closed-loop system coefficient matrix $\mathbf{A} + \mathbf{BK}$ versus a reference system $\mathbf{A}_{cl,ref}$ subject to bounds of the controller norm $\|\mathbf{K}\|_F$ is the result of simple ordinary least squares as follows where the Lagrange multiplier λ_K is used for the condition $\|\mathbf{K}\|_F = k_F$

$$\|\mathbf{A}_{cl,ref} - (\mathbf{A} + \mathbf{BK})\|_F^2 + \lambda_K (\|\mathbf{K}\|_F^2 - k_F^2) \rightarrow \min_{\mathbf{K}} . \quad (1)$$

With the abbreviation $\mathbf{H} \triangleq \mathbf{A}_{cl,ref} - \mathbf{A}$, differentiating $\frac{\partial}{\partial \mathbf{K}}$ and equating with zero yields two equations in \mathbf{K} and λ_K

$$\mathbf{K} = (\lambda_K \mathbf{I} + \mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{H} . \quad (2)$$

$$\text{tr} \{ (\lambda \mathbf{I} + \mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-2} \mathbf{B}^T \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{B} \} = k_F^2 . \quad (3)$$

The equations are solved numerically [Wein,Phoe]. This is an introductory comment and motivational remark, only. The approximation above could have been replaced by an equivalent assumption of \mathbf{K}_{ref} .

Consider a SISO uncertain system $\mathbf{B} = \mathbf{b}$, $\mathbf{K} = \mathbf{k}^T$, $\mathbf{A}_p = \mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{E}_o$ with unidirectional uncertainty. Since λ_K is a factor weighting $\|\mathbf{k}\|_F - k_F$ versus the residual $\|\mathbf{A}_{cl,ref} - \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}^T\|_F$, the smaller λ_K the less the norm condition is weighted compared with the residual. Hence, minimum λ_K corresponds to optimum matrix assignment for the admissible uncertainties. In other words: Consider a plant with ε varying. Which controller with fixed k_F should be selected referring to Eq.(2) that the residual

$$\|\mathbf{A}_{cl,ref} - \mathbf{A}_p - \mathbf{b}\mathbf{k}^T\|_F \quad (4)$$

becomes minimum for all admissible ε of the plant?

Eq.(2) reduced to a SISO system and changing the symbol from λ_K to λ_R yields

$$\mathbf{k}^T = (\lambda_R + \mathbf{b}^T \mathbf{b})^{-1} \mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon \mathbf{E}_o) \quad (5)$$

$$(\lambda_R + \mathbf{b}^T \mathbf{b})^{-1} \|\mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon \mathbf{E}_o)\|_F = k_F . \quad (6)$$

The question is which $\varepsilon \triangleq \varepsilon_R$ as a design parameter for an optimum controller \mathbf{k} should be selected. Referring to Eq.(6), which is a relation only in λ_R and ε , and resolving with respect to λ_R

$$\lambda_R = \frac{\|\mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon \mathbf{E}_o)\|_F}{k_F} - \mathbf{b}^T \mathbf{b} \rightarrow \min_{\varepsilon} . \quad (7)$$

Hence, minimization of λ_R requires

$$\min_{\varepsilon} \|\mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon \mathbf{E}_o)\|_F = \min_{\varepsilon} (\mathbf{b}^T \mathbf{H} \mathbf{H}^T \mathbf{b} - 2\mathbf{b}^T \varepsilon \mathbf{E}_o \mathbf{H}^T \mathbf{b} + \varepsilon^2 \mathbf{b}^T \mathbf{E}_o \mathbf{E}_o^T \mathbf{b}) . \quad (8)$$

By $\frac{\partial}{\partial \varepsilon} = 0$, the result is

$$\varepsilon = \frac{\mathbf{b}^T \mathbf{E}_o \mathbf{H}^T \mathbf{b}}{\mathbf{b}^T \mathbf{E}_o \mathbf{E}_o^T \mathbf{b}} \triangleq \varepsilon_R \quad (9)$$

and the appropriate controller turns out as

$$\mathbf{k}_R^T = \frac{k_F}{\|\mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon_R \mathbf{E}_o)\|_F} \mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon_R \mathbf{E}_o). \quad (10)$$

The norm of \mathbf{k} is k_F for arbitrary ε , but for ε_R as a design parameter in \mathbf{k}_R , the residual is minimum over all uncertainties. This optimal controller is denoted \mathbf{k}_R .

There is no repercussion from k_F to ε_R .

It was presupposed that ε_R lies within the interval $(\varepsilon_o, \varepsilon_1)$ for given uncertainties.

4 Robust Controller with Optimum Mean Matrix Assignment for Perturbed Plants

The expression $\|\mathbf{H} - \mathbf{E} - \mathbf{BK}\|_F$ is the residual which results from approximating $\mathbf{A}_{cl,ref}$ by $\mathbf{A} + \mathbf{E} + \mathbf{BK}$ for a specific uncertainty \mathbf{E} . Consider a unidirectional uncertainty $\mathbf{E} = \varepsilon \mathbf{E}_o$ where $-\varepsilon_o < \varepsilon < \varepsilon_1$. Now, the best result in the presence of the uncertainty is given by the mean value spread over the entire range of uncertainty.

Integrate the residual, i.e., the deviation between $\mathbf{A}_{cl,ref}$ and the uncertain plant $\mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{E}_o + \mathbf{BK}$ under control in the range of uncertainty $(-\varepsilon_o$ through $+\varepsilon_1)$

$$\int_{-\varepsilon_o}^{\varepsilon_1} \|\mathbf{A}_{cl,ref} - (\mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{E}_o + \mathbf{BK})\|_F^2 w(\varepsilon) d\varepsilon + \lambda_L (\|\mathbf{K}\|_F^2 - k_F^2) \rightarrow \min_{\mathbf{K}} \quad (11)$$

where $w(\varepsilon)$ is a weighting function. With the help of $w(\varepsilon)$ more distinct approximation of $\mathbf{A}_{cl,ref}$ is demanded, e.g., if the closed-loop system with the uncertain plant approaches the stability boundary. Defining

$$w_o = \int_{-\varepsilon_o}^{\varepsilon_1} w(\varepsilon) d\varepsilon \quad w_1 = \int_{-\varepsilon_o}^{\varepsilon_1} \varepsilon w(\varepsilon) d\varepsilon, \quad (12)$$

the result is

$$\mathbf{K} = (\lambda_L \mathbf{I} + \mathbf{B}^T \mathbf{B})^{-1} \mathbf{B}^T (\mathbf{H} - \frac{w_1}{w_o} \mathbf{E}_o). \quad (13)$$

From $\|\mathbf{K}\|_F = k_F$ the result λ_L is obtained.

The result for uncertain plants equals the result for the nominal plants if both $w(\varepsilon) = 1$ and $\varepsilon_o = \varepsilon_1$ (symmetric uncertainty).

For SISO systems one has

$$\int_{-\varepsilon_o}^{\varepsilon_1} \|\mathbf{A}_{cl,ref} - (\mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{E}_o + \mathbf{b} \mathbf{k}_L^T)\|_F^2 w(\varepsilon) d\varepsilon + \lambda_L \|\mathbf{k}\|_F^2 = \quad (14)$$

$$= \int_{-\varepsilon_o}^{\varepsilon_1} \|\mathbf{H} - \varepsilon \mathbf{E}_o - k_F \frac{\mathbf{b} \mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon_L \mathbf{E}_o)}{\|\mathbf{b}^T (\mathbf{H} - \varepsilon_L \mathbf{E}_o)\|_F}\|_F^2 w(\varepsilon) d\varepsilon + \lambda_L \|\mathbf{k}\|_F^2 = \rightarrow \min_{\varepsilon_L}. \quad (15)$$

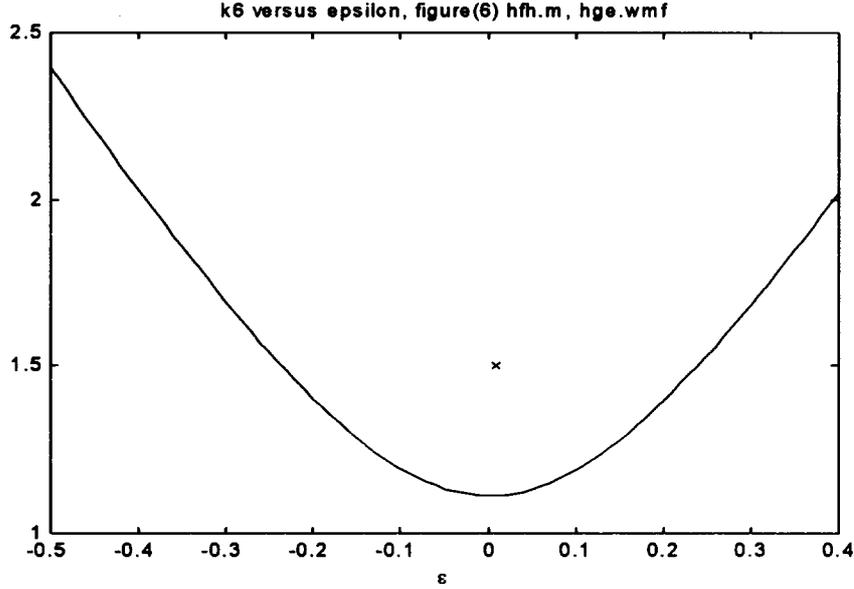


Figure 1: Residual of the robust controller k_R associated with ε_R versus ε

Only for $w(\varepsilon) = 1$ one finds $\frac{w_1}{w_o} = \frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_o}{2}$ and only for symmetric bounds of the integral $-\varepsilon_o$ and $\varepsilon_1 = \varepsilon_o$, the result is $\varepsilon_L = 0$.

For the chosen bounds $+\varepsilon_1$ and $-\varepsilon_o$, the desired ε_L corresponds to a controller designed referring to the mean value $\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_o}{2}$.

The controller based on this ε_L guarantees an optimum matrix assignment in such a way that the residual average over all uncertainties $-\varepsilon_o \leq \varepsilon \leq \varepsilon_1$ becomes minimum.

Example 1. SISO system with unidirectional uncertainty:

For an example of a SISO subsystem

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -1 & -3 & -3 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{A}_{cl,ref} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -7.5 & -11.5 & -6 \end{pmatrix} \quad (16)$$

$$\mathbf{E}_o = \begin{pmatrix} 2 & 1 & -0.2 \\ -3 & 1 & 0.1 \\ 1.35 & -1 & -0.1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

the result is $\varepsilon_R = 0.0088$ and the controller designed according to ε_R is

$$\mathbf{k}_R = -(5.8 \quad 7.6 \quad 2.7)^T. \quad (18)$$

The residual

$$\|\mathbf{A}_{cl,ref} - (\mathbf{A} + \varepsilon \mathbf{E}_o + \mathbf{b} \mathbf{k}_R^T)\|_F^2 \quad (19)$$

versus ε is depicted in Fig. 1.

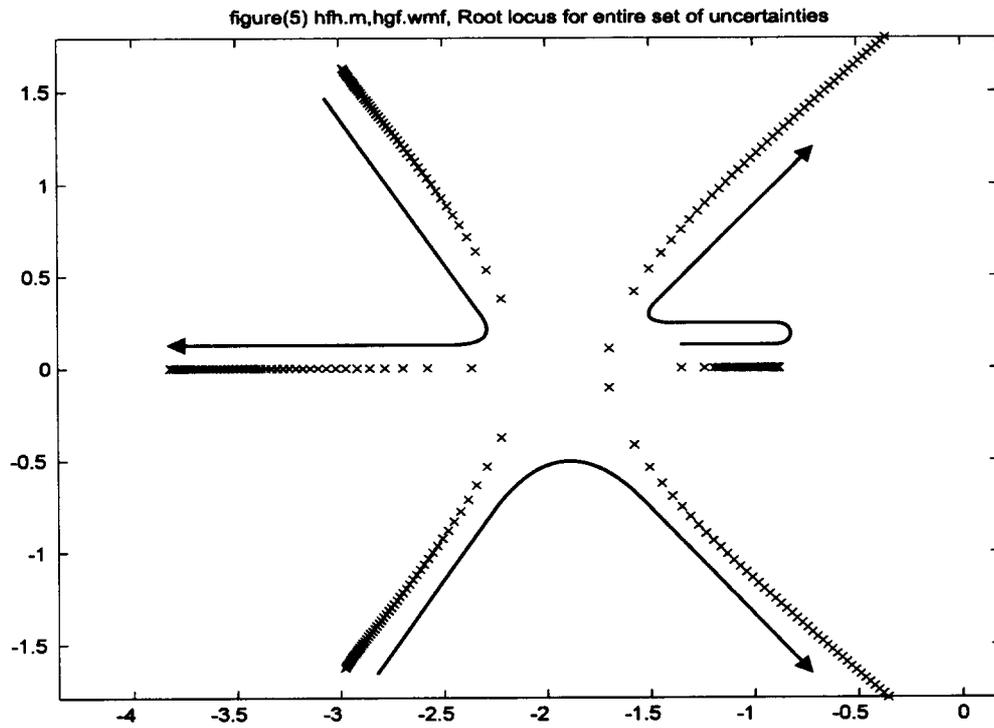


Figure 2: Root contour of the closed-loop system with the robust controller k_R versus ε

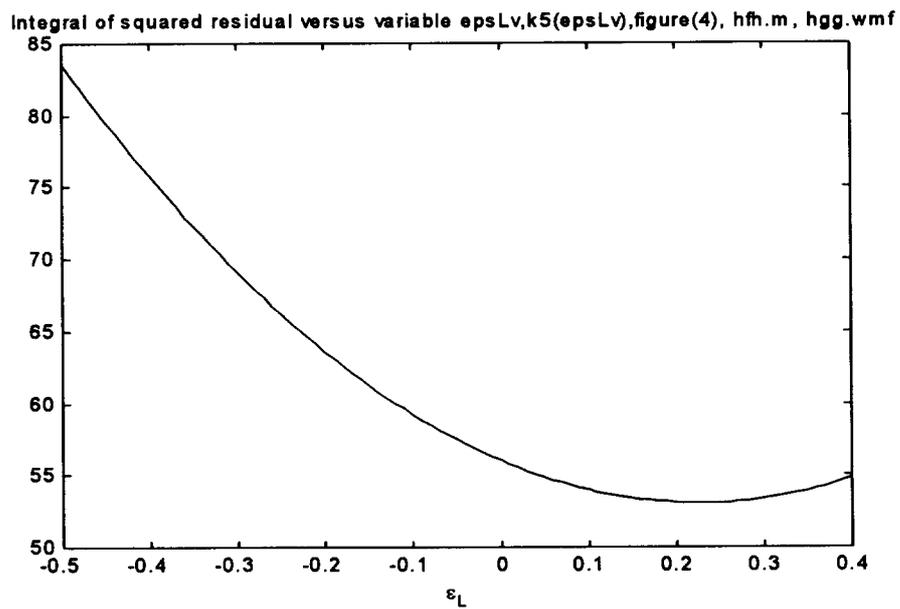


Figure 3: Integral of residuals versus variable ε_L

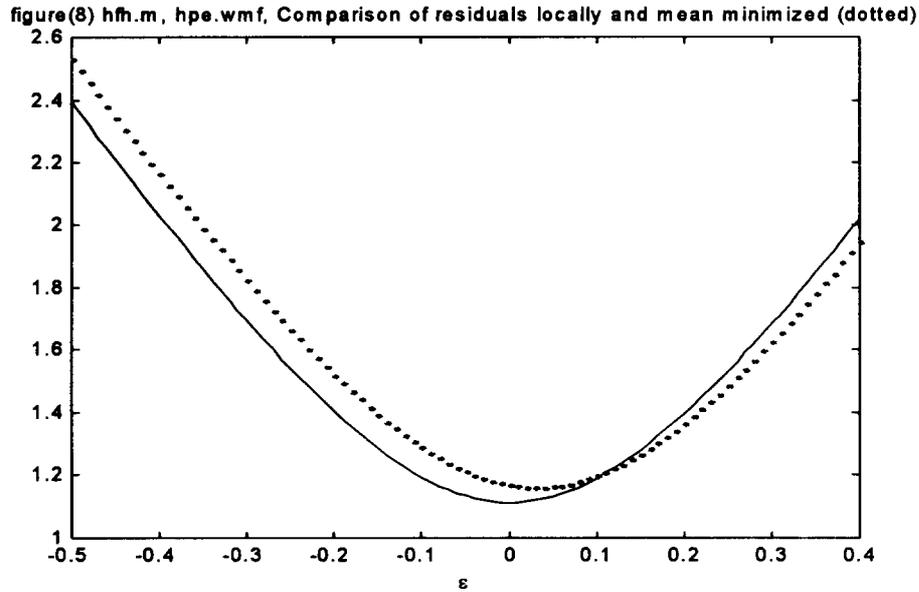


Figure 4: Comparison of residuals

For locally optimal controller, the root contour of the closed-loop system $\mathbf{A} + \epsilon \mathbf{E}_o + \mathbf{b} \mathbf{k}_R^T$ versus ϵ from -0.5 to $+0.4$ is depicted in Fig. 2. The root contour starts for $\epsilon = -0.5$ at $-3 \pm j 1.6$ and -1.3 , turns around on the real axis at -0.8 and arrives at $-0.3 \pm j 1.8$ and -3.8 for $\epsilon = 0.4$.

For mean assignment and $w(\epsilon) \neq 1$, in Fig. 3 for the particular $w(\epsilon) = \epsilon + 0.3$, $\epsilon_o = 0.5$, $\epsilon_1 = 0.4$, the result of Eq.(15) is portrayed versus variable ϵ_L supposing that its left hand side is evaluated before being minimized versus ϵ_L .

In Fig. 4 the residuals are compared between controllers based on ϵ_R (dashed) and ϵ_L (solid). ■

5 Robustification for SISO Systems

The question arises, how to select a design-oriented uncertainty ε_d for a robust controller \mathbf{k}_d with Frobenius norm k_F resulting from Eq.(2) in order to guarantee maximum range ε_g of the parameter ε of the unidirectional uncertainty $\varepsilon \mathbf{E}_o$.

Using the deviation $\mathbf{H}_d = \mathbf{A}_{cl,ref} - (\mathbf{A} + \varepsilon_d \mathbf{E}_o)$, the robustified controller is

$$\mathbf{k}_d^T = k_F \frac{\mathbf{b}^T \mathbf{H}_d}{\|\mathbf{b}^T \mathbf{H}_d\|_F}. \quad (20)$$

The upper and lower uncertainty $\varepsilon_{g\sup}$ and $\varepsilon_{g\inf}$ at the stability boundary result from

$$\max_i \Re \{ \lambda_i [\mathbf{A} \pm \varepsilon \mathbf{E}_o + \mathbf{b} \mathbf{k}_d^T] \} = 0 \rightsquigarrow \varepsilon_{g\sup}, \varepsilon_{g\inf}. \quad (21)$$

The difference

$$|\varepsilon_{g\sup} - \varepsilon_{g\inf}| \triangleq \varepsilon_{tol}(\varepsilon_d) \quad (22)$$

represents the admissible uncertainty range ε_{tol} , which is a function of ε_d .

Optimality requires both big ε_{tol} and small values of

$$h_F(\varepsilon_d) = \|\mathbf{A}_{cl,ref} - (\mathbf{A} + \varepsilon_d \mathbf{E}_o + \mathbf{b} \mathbf{k}_d^T)\|_F = \|\mathbf{H}_d - \mathbf{b} \mathbf{k}_d^T\|_F. \quad (23)$$

Approaching the stability boundary, h_F is weighted by the inverse of the magnitude of the maximum real part of the closed-loop eigenvalues, yielding

$$h_{FW}(\varepsilon_d) = \frac{1}{|\max_i \Re \{ \lambda_i [\mathbf{A} + \varepsilon_d \mathbf{E}_o + \mathbf{b} \mathbf{k}_d^T] \}|} h_F(\varepsilon_d). \quad (24)$$

A trade-off is obtained by minimizing

$$\eta \frac{1}{\varepsilon_{tol}(\varepsilon_d)} + h_{FW}(\varepsilon_d) \rightarrow \min_{\varepsilon_d} \rightsquigarrow \varepsilon_d, \mathbf{k}_d. \quad (25)$$

Example 2. Robustification for a SISO system:

For the numerical data of Example 1, and selecting

$$\eta = 245, \quad \mathbf{E}_o = \begin{pmatrix} 2 & 1 & -0.2 \\ 0 & 1 & 0.1 \\ 1.35 & -1 & -0.1 \end{pmatrix} \quad (26)$$

in Fig. 5 $\eta |\varepsilon_{g\sup} - \varepsilon_{g\inf}|$ is depicted in dotted form and h_{FW} solid.

In Fig. 6 the combined criterion is portrayed versus ε_d .

According to the design based on the combined optimization in Eq.(25), the root contour of Fig. 7 results. The branches do not reach the imaginary axis because the limitation of 0.6 is smaller than $|\varepsilon_{g\sup}|$ or $|\varepsilon_{g\inf}|$. ■

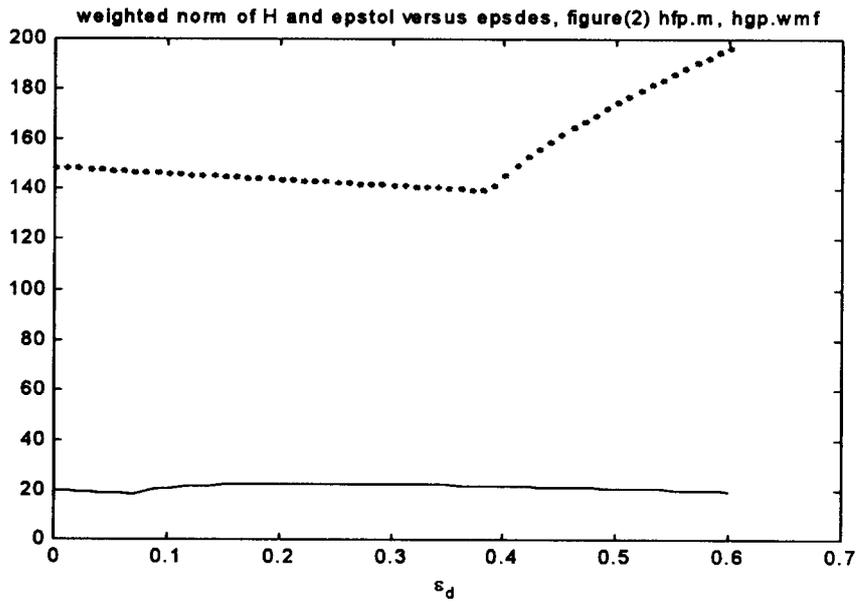


Figure 5: Uncertainty region $\eta|\epsilon_{g\text{sup}} - \epsilon_{g\text{inf}}|$ (dotted) and h_{FW} (solid)

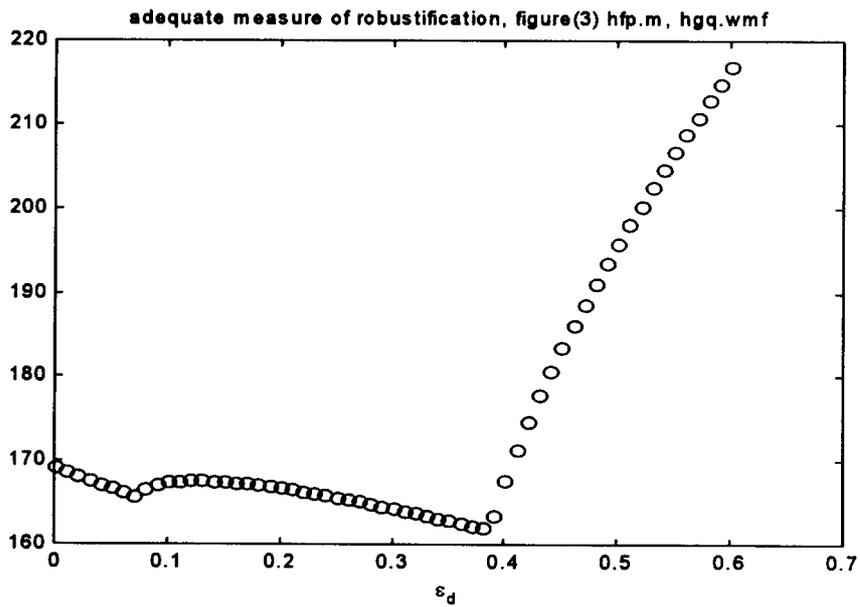


Figure 6: Combined criterion versus ϵ_d

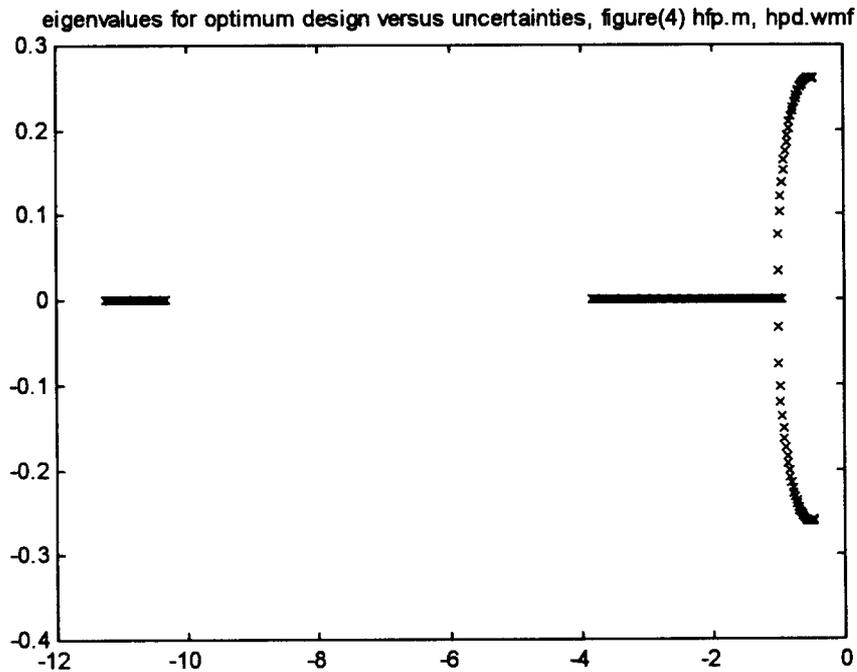


Figure 7: Root contour for uncertainty $-0.6 < \varepsilon < 0.6$

6 Conclusion

Matrix assignment under restriction of the norm of \mathbf{K} is extended to the robust case for unidirectional uncertainty of the plant.

An optimum of the norm of \mathbf{K} exists without backlash of the norm of \mathbf{K} on the residual of matrix assignment.

The robustness was also considered for minimization of the mean residual in the range of the uncertainty.

The results are compared with each other and discussed with the help of root contours.

Robustification was carried out by selecting a design-oriented uncertainty parameter such that a maximum uncertainty region is admissible in combination with minimizing the residual of matrix assignment.

References

- [1] M. Ibbini and M. Amin, "State feedback controller with control effort," *Control - Theory and Advanced Technology*, vol. 9, pp. 1003-1013, 1993.
- [2] J. Kautsky, N.K. Nichols and P. Van Dooren, "Robust pole assignment in linear state feedback," *Int. J. Contr.*, vol. 41, pp. 1129-1155, 1985.
- [3] S.S. Keerthi and M.S.Phatak, "Regional pole placement of multivariable systems under control structure constraints," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-40, pp. 272-276, 1995.
- [4] D. Mehdi, M. Zasadzinski and O. Guinard, "Pole assignment with inequality constraints on the control law", *IEEE Conf. on Control Applications*, vol. 1, pp. 207-208, 1994.
- [5] A. Piazzzi, "Pole placement under structural constraints" , *IEEE-Trans. Automat. Contr.*, vol. AC-35 , pp. 759-761, 1990.
- [6] A. Weinmann, "Optimum system matrix assignment subject to limited controller effort" , *IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, Arizona* , vol. WeA04, pp. 1421-1426, 1999.

O. Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Alexander Weinmann
Head of the Institute of Control Engineering
Vienna University of Technology

Gußhausstraße 27, A-1040 Vienna, Tel. +43 1 58801*37500, Fax +43 1 58801*37599
email: weinmann@iert.tuwien.ac.at

Optimal Dynamic Performance for Active Vision Systems

Markus Vincze, Peter Krautgartner

Institute of Flexible Automation, Vienna University of Technology
Gusshausstrasse 27-29, 1040 Vienna, Austria
{vm, pk}@flexaut.tuwien.ac.at

Abstract

In this paper the tracking performance of visual fixation control systems is evaluated in terms of the image processing architecture applied. The configurations evaluated are serial or parallel image acquisition and processing, and pipeline processing. The performance measure is the maximum change in velocity of the target in the image that can be tracked within the window observed. The basis of the evaluation is the design of an optimal controller with respect to a performance metric. This controller yields an equivalent transient response behavior for different latencies within the visual feedback system. Applying this controller a relation between system latency and maximum pixel error is derived. This maximum pixel error defines the window size necessary for not losing the target. The window size, in turn, is directly related to the processing time. This dependence is used to find the dynamic performance for all the system configurations. The final comparison is used to draw consequences for building visual fixation systems. It shows that the best performance is obtained with a fixed type of architecture. The parameters for the point of maximum velocity of the parallel and pipeline architectures are derived. Since a pipeline uses multiple computing hardware, it is best. However, building a new system all the hardware should be arranged in a parallel system to obtain far superior performance.

1. Introduction

Vision-based control has been a challenging discipline for the last two decades. Vision and robotics researchers have constructed several active vision (Bajczy, R., 1988, Olson, T.J., et.al., 1991) and *visual servoing* systems (Hashimoto, K., 1993, Hutchinson, S., et.al., 1996). In such *vision-based control* systems the goal is to control the pose of a mechanism, i.e., the end-effector of a robot manipulator or a pan/tilt unit, according to the target pose using visual feedback information. One or more cameras can either be fixed within the working space or mounted at the end-effector of the robot or at a pan/tilt unit. The basic difference to the conventional control of motion is the additional latency in the feedback loop. Latency is introduced due to frame time, necessary to obtain and transfer an image or parts of an image, and by processing the image to obtain relevant data which has to be provided for the motion controller.

Latency, arising from the time inevitably necessary for acquiring and processing an image, has great impact on system dynamics. The dynamic performance of *vision-based control* of

motion is denoted by the dynamic properties which can be reached. Within *active vision*, these properties are the velocity the target can have and the acceleration it can make without getting lost. In *visual servoing* tasks the dynamics of steering the robot towards a pre-defined goal are significant.

Processing the entire image is possible for simple tasks such as tracking a region of high contrast (Anderson, R.L., 1989, Corke, P., et.al., 1996). Most tasks need sophisticated image processing to extract the target, and research in robust vision will add to this additional request for computing power. To utilize these techniques within *vision-based control*, the general approach is to limit processing to small windows (Hager, G.D., et.al., 1996) or to subsample the entire image to obtain less data which has to be evaluated (Grosso, E., et.al., 1996). The standard method to obtain a high dynamic performance is to reduce processing time, and therefore latency, by applying efficient image processing algorithms and by using powerful computer hardware. A common procedure to compensate for the still remaining latency introduced by the vision system is prediction of the target locations, e.g. after Kalman (Wilson, W.J., et.al., 1996, Wunsch, P., et.al., 1997). The combination of these measures, that is, taking care of time-efficient image processing and overcoming latency by predicting the future target location, usually yields good results.

Various conceptional design cases of the vision system are known, which differ in the processing configuration. A commonly applied configuration is parallel processing, e.g., (Wunsch, P., et.al., 1997), where image acquisition and image processing are performed in parallel as opposed to a simple sequential treatment when applying a serial processing configuration. Another approach makes use of a pipeline for processing visual data, which nests several loops and leads to a small cycle time of the control system even though at the cost of large latencies, e.g., (Allen, P.K., et.al., 1993, Li., F., et.al., 1995).

However, there still remains a lack of generally applicable rules for the design of *vision-based control* systems, that is, both *active vision* systems and *visual servoing* approaches. As a consequence, the motivation arises to provide 'recipes' for the optimal design of *vision-based control* systems in order to reach the best overall system performance. The optimality concerns the controller design and the selection of the optimal image processing configuration. The term controller design comprises the classical control theory and the inclusion of state estimators and predictors, if needed.

Within *active vision*, the task of gazing at an object of interest by directing a camera towards its centroid will further on be considered and referred to as *fixation*. The systematic investigation of the dynamic performance of *vision-based control* of motion was started in the excellent work of Corke (Corke, P., 1996). Corke investigated the demands on a controller for turning the wrist axes of a Puma robot in a *fixation* task. The dynamic performance of *visual tracking* (the vision processing in itself) has been investigated for the first time in (Vincze, M., et.al., 1997). In *visual tracking* the object of interest is tracked by permanently shifting a window of defined size within the entire image. (Vincze, M., et.al., 1997) shows that there exists a relationship between the tracking velocity and the window size which, in turn, defines the time needed to interpret the data. This relationship is used to derive the window size for maximum tracking performance.

Starting out from Corke's work, the result of *visual tracking* regarding performance will be extended to the system design of *visual fixation control* systems. It is the aim of this work to formalize the parameters of visual *fixation* systems and to find the system design which gives the best dynamic performance. The systematic analysis of maximum performance relies on careful control loop design with respect to stability and dynamics which can be reached. The basic design cases investigated are serial or parallel image acquisition and image processing,

and the effect of a pipeline. Additionally, the case of processing vision data on-the-fly, as, e.g., Corke did (Corke, P., 1996), is taken into account and compared to the other system architectures.

The paper starts by describing the basic control loop (Section 2) for visual feedback systems. The difference between these vision processing strategies is discussed in Section 3 with respect to the resulting sampling time of the discrete control system. The sampling time affects the dynamic properties of the visual feedback system essentially. A performance metric for fixation tasks is defined in Section 4 and the controller designed accordingly (Section 5). Applying this controller the relation between maximum pixel error and latency is derived (Section 6). By including the relationship between window size and processing time, the different system designs are then compared in order to find the optimal architecture (Section 7). So far the mechanism was dynamically considered as a simple unit delay. The effect of treating the dynamics of the controlled mechanism as a second order system is investigated in Section 8. The paper closes with a conclusion and further perspectives in Section 9.

2. Visual feedback System

The goal of fixation is to keep the target in the center of the image plane. As the target motion x_t is not directly measurable it has to be treated as a non-measurable disturbance input (Corke, P., 1996). In fixation tasks just 2-DOF¹ of the mechanism have to be controlled. In his thesis Corke realized fixation by turning the wrist axis of a Puma robot (Corke, P., 1996). Fixation can also be achieved by simply mounting a camera on a commercially available pan/tilt unit and then directing gaze at the object of interest. In either case the rotation of the two axes can be decoupled²: a deviation of the image plane location of the target from the image plane center in x-direction causes the horizontal gaze direction to be adapted (pan), whereas an error in y-direction requires the second rotational axis to be turned (tilt). Therefore we will further examine just the 1-DOF visual feedback control and expand the results obtained to the 2-DOF fixation task. Fig. 1 shows the block diagram of the 1-DOF fixation control.

The controlled variable is the image plane pixel error $\bullet X$ which should approach zero. The blocks marked by $V(z)$, $C(z)$, and $R(z)$ constitute the discrete transfer functions of the vision system, the feedback controller, and the mechanism (robot or pan/tilt unit), respectively. As the vision system $V(z)$ provides a position error $\bullet X$ which is transformed to a velocity demand by the controller $C(z)$, an integrator must generate a position set point x_d for the control of the axis. This integration is performed in Cartesian space where Cartesian velocity is integrated and the corresponding joint position is obtained by inverse kinematics.

¹ DOF: degree(s) of freedom.

² Provided that the target is fixated in the center of the image plane. Otherwise second order terms will slightly affect the idealization of decoupling.

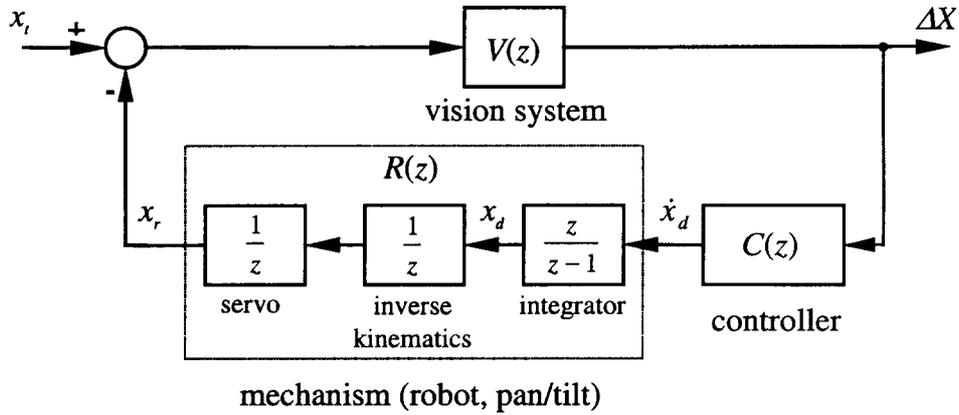


Fig. 1. Detailed block diagram of the 1-DOF control.

The servo unit of the mechanism is ideally treated as a unit delay. This is justified by the assumption that the underlying position loop has a higher sampling rate than the vision system and therefore an interpolation of the position set point is possible. Assuming, e.g., that the servo rate of the mechanism is 10 times the sampling rate of the discrete control system depicted in Fig. 1, the servo controller linearly interpolates between successive position set points tenfold. Under the assumption that the interpolated motion requests remain within the velocity and acceleration limits of the axis, the servo will reach the position set point within one sampling interval and may thus be modeled as pure unit delay. Corke showed (Corke, P., 1996) that this simplification is appropriate and gives good results. One further unit delay represents the time needed for the integration, inverse kinematics, and eventual transfer times inherent in the feedback loop of the vision-based control system. These additional delays are combined in the block 'inverse kinematics' of Fig. 1. When assigning these further delays to the mechanism, it results in a latency of the mechanism of two unit delays.

Generally speaking, the vision system introduces n unit delays, one for acquiring the image and the other $n-1$ for processing the data. Thus the transfer function of the vision system is

$$V(z) = \frac{k_v}{z^n} \quad (1)$$

where k_v constitutes the gain which relates the target pose to an image plane displacement. This gain describes the projection rule from 3D-space onto the image plane including the inter pixel scaling factor of the camera array.

The resulting closed-loop transfer function of the image plane error as a reaction to the target motion can be written as

$$F_w(z) = \frac{\Delta X(z)}{x_r(z)} = \frac{k_v \cdot z \cdot (z-1)}{z^{n+1} \cdot (z-1) + k_v \cdot C(z)}. \quad (2)$$

The transfer behavior stated in eq. (2) will be the basis for the subsequent performance investigation of visual fixation control. The main objective is tracking an object, referred to as *pursuit* or *pursuing*, ideally assuming that the target is initially identified in the center of the image and then fixated. The case of turning the camera in order to compensate for any deviation from the center of the image at the beginning of the fixation process (*saccading*) is not taken into account here.

3. Comparison of Different Vision Strategies

To be able to compare different system configurations with each other, the resulting differences regarding the sampling time T of the discrete control system of Fig. 1 must be investigated. The four different configurations which will be considered are parallel, serial, pipeline processing, and processing vision data on-the-fly as, for example, (Corke, P., 1996) did. Fig. 2 shows the four cases pointing out image acquisition time t_{ac} and image processing time t_p .

Timing:

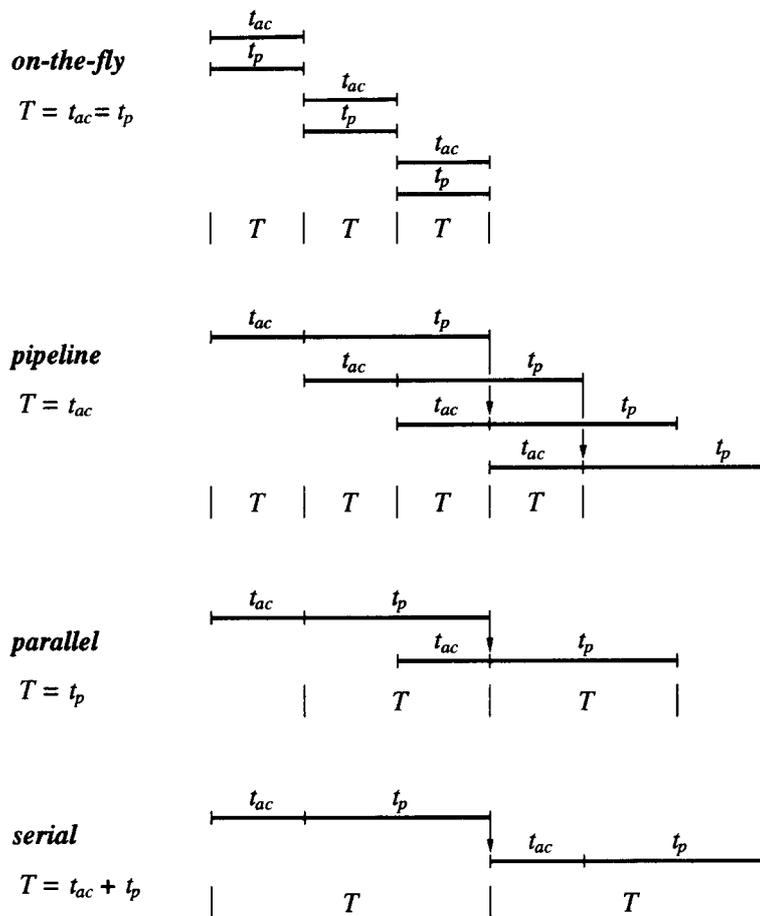


Fig. 2. On-the-fly, parallel, serial, and pipeline processing system.

In each case arises a corresponding sampling time T of the discrete control system. Apart from processing data on-the-fly, where processing time is defined to last as long as the image acquisition takes, in Fig. 2 processing time is assumed to be twice as long as acquisition time. For the latter three cases this results in a latency introduced by the vision system of three times the acquisition time. The arrows mark the time instant when the processed data is available for further use, e.g., for placing a window of defined size within the entire image depending on the computed feature location. Note, that a pipeline is the interlaced use of parallel systems. For the example in the figure, the pipeline uses twice the hardware of a parallel system.

4. Performance Metrics

Performance metrics often applied to dynamic control design are, for example, settling time or overshoot of unit step responses. In case of fixation control, a more appropriate metric to evaluate the performance of following a target is to consider a ramp input, i.e., a constant velocity motion profile of the target. The rationale can be easily understood when the initial moment of target identification and fixation is taken into account: assuming the target to move with constant velocity, at the first time instant the motion of the target is interpreted by the vision system as an instantaneous change in velocity, i.e., a corresponding amount of acceleration (see Fig. 3). Stated more generally, at each sampling step a change in target velocity stands for a corresponding acceleration of the target which has to be tracked. In order not to lose the target within the window observed, the critical issue for fixation behavior is therefore the maximum deviation from the center of the image as a reaction to such a change in velocity. Therefore the maximum pixel error is a measure for target acceleration. When using limited window size so as to reduce processing time and thus vision system latency, this pixel error directly defines the lower limit for the window size necessary not to lose the target.

Another requirement is to avoid strong oscillations when following the target. Therefore it is appropriate to minimize the mean pixel error within a given time interval. One way for such an optimization is to consider the RMS¹ pixel error η over the time interval $[t_1, t_2]$, that is

$$\eta = \sqrt{\frac{\int_{t_1}^{t_2} (\Delta X)^2 dt}{t_2 - t_1}} \quad (3)$$

which constitutes a second order optimization. The higher the order of the performance criteria is, the smaller will be the maximum deviation at the cost of larger oscillations during the transient process. Although we are aiming at a maximum overshoot being as small as possible, a first order optimization, i.e., the absolute value of the mean deviation over a given time interval,

$$\eta = \frac{\int_{t_1}^{t_2} |\Delta X| dt}{t_2 - t_1}, \quad (4)$$

seems to be more appropriate. The main advantage of the latter metric is the much smoother oscillation behavior than resulting from that one given by eq. (3). Therefore we choose to design the controller with respect to the mean performance metric given by eq. (4).

Fig. 3 shows the difference between these two performance metrics when reacting to a ramp input signal x_t , that is, a constant velocity of the target, which is taken as input to the visual feedback system depicted in Fig. 1. The image plane pixel error ΔX shall approach zero as soon as possible. The controllers applied are designed according to the considerations which will be made in the subsequent Section 5. These controllers are tuned in a way so as to optimize the dynamic response curves with respect to the corresponding performance metric.

The latency introduced by the mechanism itself is assumed as 2 unit delays (see Fig. 1), i.e., 40ms for a sampling time of 20ms. The vision system is assumed to introduce 2 unit delays, one for acquiring and one for processing the image.

¹ RMS: random least square.

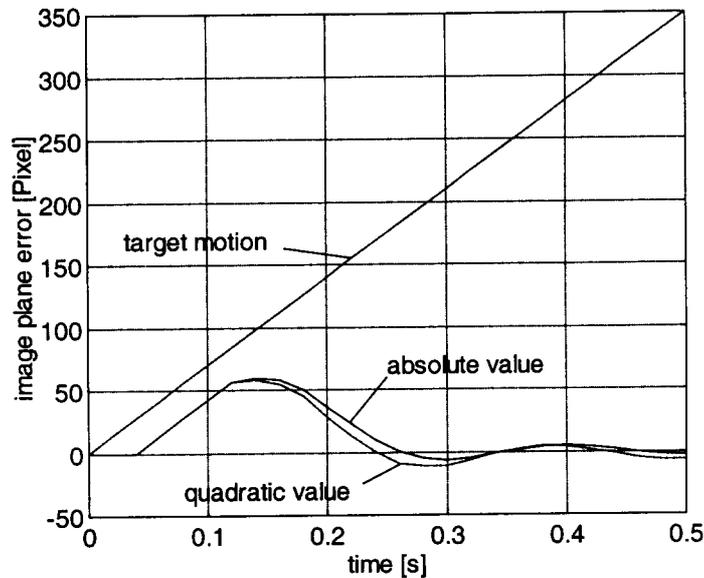


Fig. 3. Dynamic response to a ramp input depending on performance metric for controller design. Vision system: $V(z)=700/z^2$.

One can clearly observe that the system optimized with respect to the RMS performance metric given in eq. (3) shows less overshoot, that is, a smaller maximum pixel error in the image plane. However, this is reached at the cost of stronger oscillations as already theoretically stated before.

5. Controller Design

In Section 4 we have derived a performance metric appropriate for our task of dynamic performance investigation in visual fixation tasks. Now this metric will be used to find the optimal controller for the visual feedback system which has been derived in Section 2.

In Section 5.1 we will first choose an appropriate control structure for the 1-DOF control circuit depicted in Fig. 1. With respect to the performance metric selected, this controller will then be optimized for different latencies in the visual feedback system in Section 5.2.

5.1. Theoretical Considerations

A constant velocity motion profile of the target was defined for the evaluation of dynamic performance of visual fixation control systems. In order to provide a ramp following behavior without any steady-state error, a double integrator in the open-loop transfer function is necessary, referred to as a Type 2 system in classical control theory. This can be accomplished by adding open-loop integrators to the consisting controlled system. Since the visually controlled system consists of just one integrator one further integrator has to be added for the steady-state tracking error of zero. This can be achieved by a classical PID-controller with the discrete transfer function

$$C(z) = k_p + k_i \frac{zT}{z-1} + k_d \frac{z-1}{zT} \quad (5)$$

$$= \frac{z^2(k_p T + k_i T^2 + k_d) - z(k_p T + 2k_d) + k_d}{z(z-1)T} \quad (6)$$

where k_p , k_i , and k_d are the proportional, integral and derivative gains respectively and T is the sampling time. The two compensator zeros can be chosen according to the dynamic behavior desired. Applying this PID-controller, the closed-loop transfer function of the vision-based control task depicted in Fig. 1 can be written now as

$$F_w(z) = \frac{\Delta X(z)}{x_i(z)} = \frac{V(z)}{1 + F_o(z)} = \frac{k_v \cdot z^2 \cdot (z-1)^2}{z^{n+2} \cdot (z-1)^2 + k_c \cdot k_v \cdot (z-z_1) \cdot (z-z_2)}. \quad (7)$$

k_c is the compensator gain, that is,

$$k_c = \frac{k_p \cdot T + k_i \cdot T^2 + k_d}{T} \quad (8)$$

and z_1 and z_2 constitute the compensator zeros which can be chosen freely within certain limits.

Another way to obtain a Type 2 system would be the addition of one simple open-loop integrator. This method fails because of the inherent tendency of a double integrator to become unstable without any further compensation. The application of more sophisticated controllers such as Smith's predictor or state feedback controllers with integral action for arbitrary pole placement is also possible. These techniques are thoroughly investigated in (Corke, P., 1996) for their application in visual feedback systems.

5.2. Parameter Optimization

The optimal free parameters of a PID-controller, i.e., the compensator gain and the zeros, are investigated now for different latencies in the control loop. The controller design is carried out with the aid of the root-locus method by Evans. The problem with a double integrator in the open-loop transfer function is the inherent tendency to become unstable. On the other hand this double integrator is necessary for ramp following behavior with a steady-state error to become zero. Directly applying the root-locus method in the discrete-time domain, the two zeros of the PID-compensator can be used to bend the root locus inside the unit circle which corresponds to the stability of the closed-loop system. A proper selection of the open-loop gain then yields the optimality of the closed-loop system with respect to the performance metric of eq. (4). To demonstrate the optimization process for a given vision system $V(z)=k_v/z^2$, Fig. 4 shows the resulting root-locus arms for different combinations of the two controller zeros.

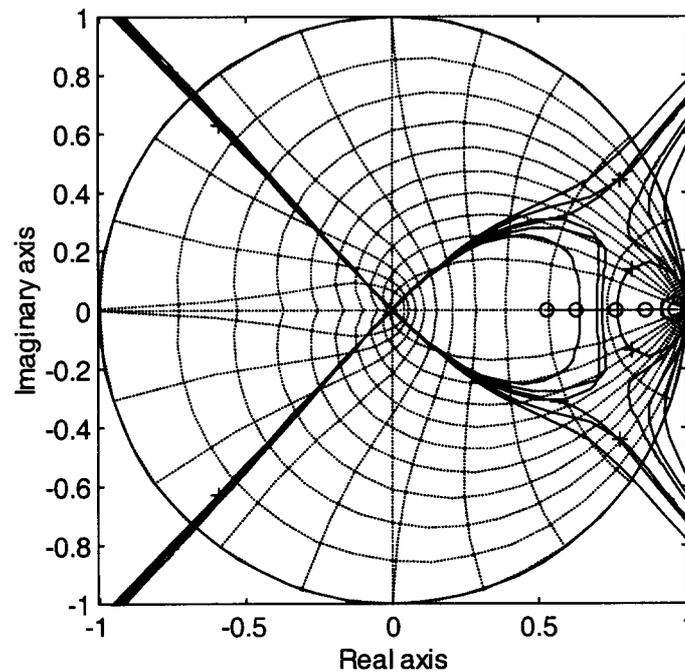


Fig. 4. Root-locus plot of the fixation control; vision system $V(z)=k_v/z^2$; mechanism: 2 unit delays; PID-controller: $z_1=0.53$, 0.63 , $z_2=0.76$, 0.86 , 0.96 .

The stars and the circles mark the poles and the zeros of the open-loop transfer function, respectively. The crosses indicate the optimal open-loop gain $k_o = k_v \cdot k_c$ for this setup. The transient disturbance behavior of the closed-loop system using this optimized controller has been shown in Fig. 3. In contrast to the work in (Corke, P., 1996) the controller is designed to obtain a closed-loop system without a dominant pole pair. This yields a better maximum dynamic performance, that is, a smaller maximum pixel error at the expense of small oscillations.

6. Image Plane Error vs. Latency

Now we want to derive an optimality criterion for the dynamic performance as a reaction to a given latency in the visual feedback loop. Therefore it is necessary to find a mathematical relation between latency and measured (optimal) image plane error.

Two different approximations have been investigated:

- The first approximation is based on the assumption that a P-controlled system leads to the same dynamic behavior, i.e., maximum image plane error ΔX as reaction to a ramp input, as the PID-controlled system, provided that the damping factors D of both systems are the same. The difference between a P- and a PID-controlled system is that when using a P-controller there remains a steady-state error. The image plane pixel error ΔX_s is a result of the steady-state error and the amount of overshoot of a P-controlled system and can be written as

$$\Delta X_I = k \cdot k_v \cdot T \cdot \frac{1}{k_c} \cdot \left(1 + e^{-\frac{\pi D}{\sqrt{1-D^2}}} \right) = k \cdot k_v \cdot T \cdot C_I; \quad (9)$$

where k_c is the gain of the P-controller, D is the damping factor, k is the rising factor of the ramp, T is the sampling time, and k_v is the gain of the vision system.

- Another approximation results from the measured ramp response curves and is given by

$$\Delta X_{II} = k \cdot k_v \cdot T \cdot (lat_{mech} + C \cdot lat_{vis}) = k \cdot k_v \cdot T \cdot C_{II}; \quad (10)$$

where lat_{mech} and lat_{vis} are the latencies of the mechanism and the vision system, respectively, denoted as multiples of the sampling time T . The constant factor C is ideally 1 for a controller which is able to instantaneously react to an error without any overshoot in the transient response. The measurements show that a very good approximation is obtained for the constant $C=9/8$ when using the optimal PID-controller selected in Section 5.

Both approximations have in common that the image plane error grows linearly with the rising factor k of the ramp, i.e., the velocity of the target, and with the sampling time T . The terms C_I and C_{II} denote the dependence on latency in the visual control loop. But these two approximations differ in the boundary conditions:

If there exists one dominant closed-loop pole pair the first approximation is well suited (Fig. 5). When using this approximation for the estimation of the dynamic behavior, it has to be guaranteed that this assumption is met. If there does not exist one dominant pole pair the second approximation with the constant $C=9/8$ is very precise (Fig. 6). In case of one dominant pole pair this approximation fits well when the factor C is changed to $12/8$. This means that maximum ΔX is larger, too (see eq. (4)). The two different approximations are depicted in Figs. 5 and 6, where the measured and the approximated ΔX are shown for varying latency in the control loop.

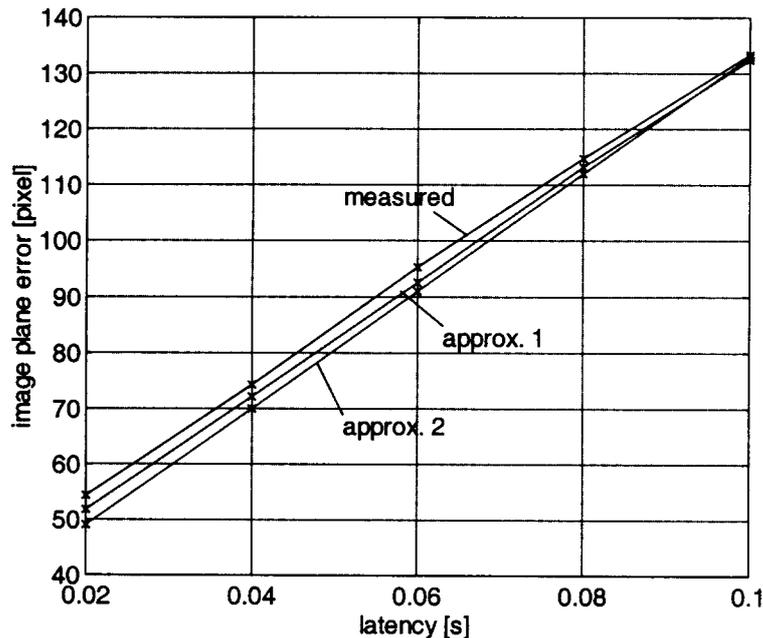


Fig. 5. Measured and calculated image plane error for a system with one dominant pole pair; $k_v=700$, $C=12/8$.

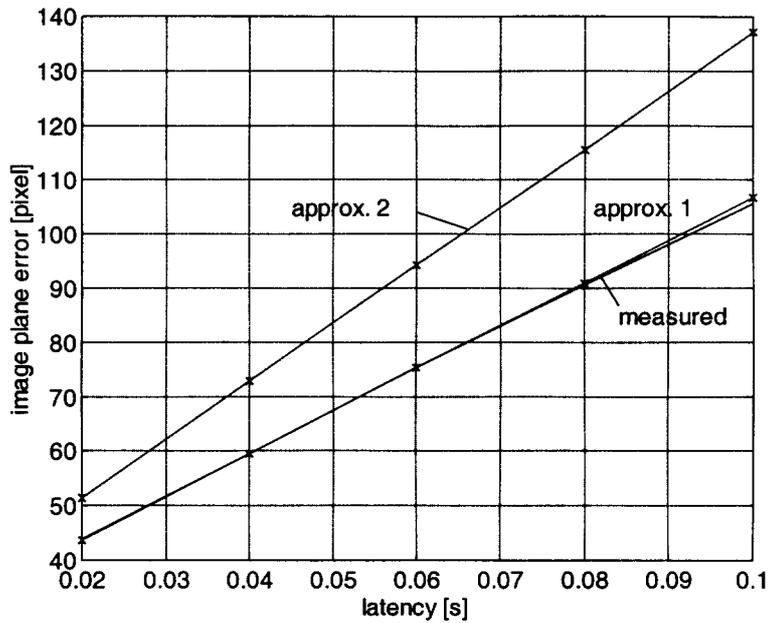


Fig. 6. Measured and approximated image plane error for a system without dominant poles; $k_v=700$, $C=^9/8$.

The controller applied in Fig. 5 yields one dominant pole pair of the closed-loop system. Therefore approximation 1 yields better results than approximation 2. The results for the case with no dominant pole pair are depicted in Fig. 6. Here approximation 2 is very exact, whereas approximation 1 yields large deviations from the real values. By comparing the measured curves (solid lines) in Figs. 5 and 6, we observe that the image plane error is much smaller for a controller which yields a closed-loop system without a dominant pole pair. We therefore select the optimal controller for the control system which yields no dominant pole pair and the approximation 2 of eq. (10) to calculate maximum pixel error.

7. Optimal System Architecture

In the last section the maximum pixel error was investigated as a function of latency. The pixel error was calculated for a given latency and the rising factor of the ramp, that is the velocity of the target. Now we relate dynamic performance to a given latency in the visual control loop. The question we want to answer is: *What is the maximum target velocity which can be tracked for a given window size?* Remember that window size determines processing time and thus latency of the vision system.

An estimate valid for processing time t_p of common tracking techniques (Vincze, M., et.al., 1997) states, that t_p is proportional to the number of pixels within the window. For a window size with the side length $2r$ processing time t_p is given by

$$t_p = 4 \cdot D_{pix} \cdot r^2, \quad (11)$$

where D_{pix} describes the time necessary to evaluate one pixel. The goal is now to derive a relation between tracking velocity and processing time. For this purpose we transform the approximation of the maximum image plane error of eq. (10),

$$k \cdot k_v = \frac{\Delta X_{II}}{T \cdot C_{II}} \quad (12)$$

which shows tracking velocity $k \cdot k_v$ in units of pixels per second as a function of both the maximum image plane error ΔX_{II} and the latency of the visual feedback system denoted by C_{II} . By transforming identity (11) and substituting r for ΔX_{II} in eq. (12), further by substituting the values of C_{II} for the corresponding system configuration we obtain tracking velocity as a function of processing time t_p . Together with the image acquisition time t_{ac} , t_p determines the latency of the vision system. Eqs. (13) to (15) show the results for the pipeline, parallel and serial system configurations.

$$v_{pipe} = \frac{\sqrt{t_p}}{2 \cdot \sqrt{D_{pix}}} \cdot \frac{1}{lat_{Mech} \cdot t_{ac} + C \cdot (t_{ac} + t_p)} \quad (13)$$

$$v_{par} = \frac{\sqrt{t_p}}{2 \cdot \sqrt{D_{pix}}} \cdot \frac{1}{lat_{Mech} \cdot t_p + C \cdot (t_{ac} + t_p)} \quad (14)$$

$$v_{ser} = \frac{\sqrt{t_p}}{2 \cdot \sqrt{D_{pix}}} \cdot \frac{1}{lat_{Mech} \cdot (t_{ac} + t_p) + C \cdot (t_{ac} + t_p)} \quad (15)$$

A special case is processing vision data on-the-fly, where processing time t_p equals acquisition time t_{ac} and image processing is executed during image acquisition. This processing strategy can be attributed to each of the aforementioned cases by just setting processing time t_p to zero (see Fig. 2). To compare this strategy to the other ones, window size must be computed from eq. (11) according to the given processing time. The latter results directly from the constant D_{pix} which constitutes the time required to evaluate one pixel. Further keeping in mind that vision system latency is just one unit delay, together with the resulting factor C_{II} the tracking velocity for the on-the-fly (OTF) processing strategy can be concluded,

$$v_{OTF} = \frac{\sqrt{t_p}}{2 \cdot \sqrt{D_{pix}}} \cdot \frac{1}{(lat_{Mech} + C) \cdot t_p}, \quad (16)$$

which is twice as large as the tracking velocity of the serial case if processing time equals acquisition time, $t_p = t_{ac}$.

Fig. 7 shows tracking velocity as a function of processing time in all four cases. The image acquisition time is $20ms$ and the entire latency of the mechanism is assumed to be two unit delays as derived in Section 2.

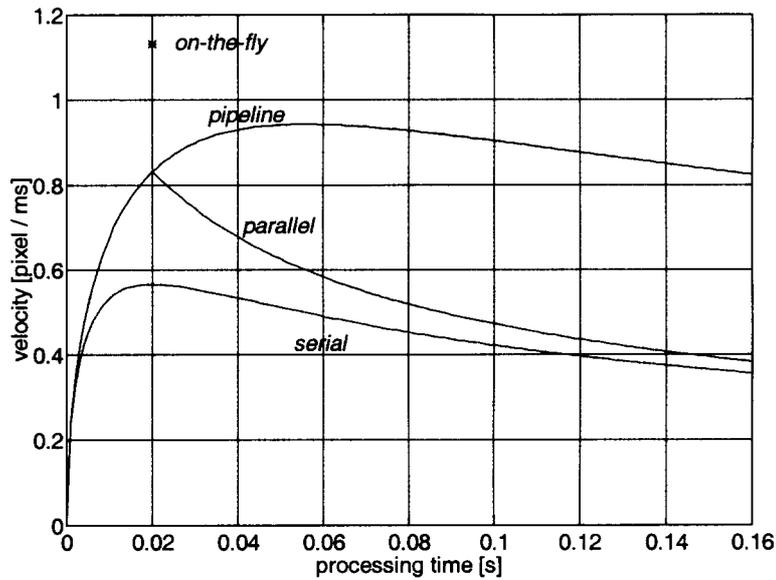


Fig. 7. Tracking performance vs. processing time.

$$t_{ac}=20ms, lat_{Mech}=2; k_v=700, D_{pix}=10^6 s.$$

When assuming the ideal case that all transfer times and trajectory computation times can be neglected (block 'inverse kinematics' in Fig. 1), the mechanism introduces only one unit delay. The effects on the dynamic performance are depicted in Fig. 8.

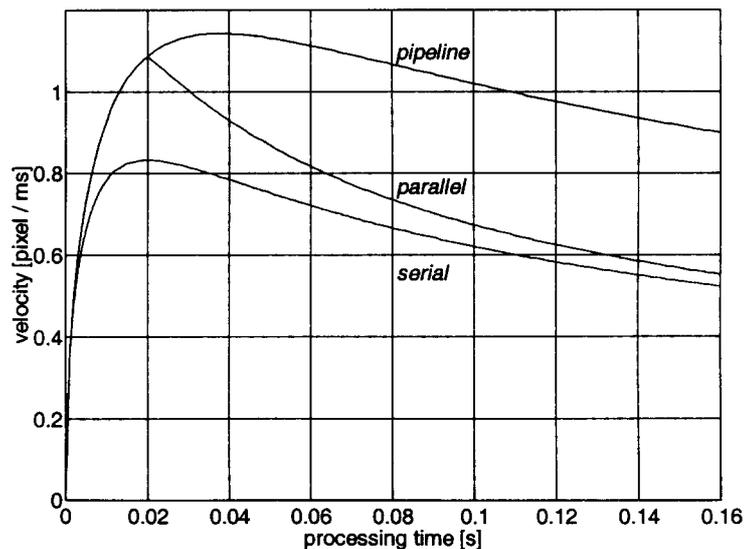


Fig. 8. Tracking performance vs. processing time.

$$t_{ac}=20ms, lat_{Mech}=1; k_v=700, D_{pix}=10^6 s.$$

Obviously the velocity here is higher than in Fig. 7, since the overall latency is smaller. Figs. 7 and 8 are examples of system configurations. Many similar systems can be realized depending on their mechanism and vision latencies. Concerning the various configurations we can always observe the following:

Processing vision data on-the-fly gives the best results. But it is limited to very simple processing algorithms such as threshold operations with subsequent gravity computation. The

performance is twice as high as for serial processing which can be easily derived from eqs. (15) and (16) or Fig. 2. The sampling time T of the control circuit in a pipelining system equals the time required for taking one image, t_{ac} , whereas in a parallel or serial system sampling time is a function of the processing time t_p or of acquisition and processing time, respectively. This leads to a completely different dynamic behavior. Although vision latency in a pipeline system is very high, the vision data is available each sampling instant, thus providing an image plane pixel error signal to the PID-controller with a high sampling rate. As a consequence the system is able to react much earlier to an image plane error than comparable parallel or even serial processing systems. In the latter two cases the performance is reduced by the lower sampling rate due to processing of the image. These effects are the reason for the different curves of tracking velocities shown in Figs. 7 and 8. If processing time equals acquisition time, i.e., $t_p = t_{ac} = 20ms$, or t_p is becoming even smaller, the parallel case coincides with the pipeline case (see also Fig. 2). For very large processing times the performance of the parallel system comes close to the serial case. This is due to the fact that processing time is rather large in relation to acquisition time.

As demonstrated in Figs. 7 and 8, the maximum tracking velocity is obtained for the pipeline structure. After the differentiation of eq. (13) with respect to t_p we obtain the maximum of tracking velocity when

$$t_{p,opt} = t_{ac} \cdot \frac{lat_{Mech} + C}{C}, \quad (17)$$

which can be verified in Figs. 7 and 8. It shows that best dynamic performance expressed as maximum tracking velocity is obtained when using a pipeline structure with this processing time.

The optimal tracking velocity for both the serial and the parallel processing strategy is obtained when processing time equals acquisition time, that is, $t_p = t_{ac}$. In the serial case this result can be computed directly from eq. (15) as in the pipelining case, whereas for the parallel configuration the resulting optimum of eq. (14) would appear for a processing time which is smaller than the acquisition time. As new data being processed is dependent on the repetition rate of taking new pictures, the lower limit for the sampling time T is defined by the image acquisition time t_{ac} .

8. Mechanism Treated as PT_2 -System

So far, all the investigations make the assumption that the dynamic behavior of the mechanism can be regarded as a simple unit delay (see Fig. 1). If an interpolation of the set point (see Section 2) cannot be realized the real dynamics of the servo unit to be controlled have to be considered. Normally, the dynamics of a closed-loop control system can be approximated by a second order system (PT_2 -system).

In order to introduce the effects of the transient response of such a system into the investigation of dynamic performance of fixation tasks, we have to adapt the identity of eq. (10) which relates the maximum image plane error to the latency in the visual feedback loop. The latency of the mechanism, lat_{Mech} , will be divided now into one unit delay, lat_{InvKin} , and another delay. lat_{InvKin} is still arising from computation and transfer times whereas the other delay is coming from the transient response of the servo unit treated as PT_2 -element. It seems obvious to consider the output of the servo unit after one sampling period, that is, the value of

step response $h(t)|_{t=T}$ for further investigation. The approximation of the image plane error given in eq. (10) can be adapted now to

$$\Delta X_{II} = k \cdot k_v \cdot T \cdot \left(lat_{InvKin} + (2 - h(t)|_{t=T}) + \frac{9}{8} \cdot lat_{vis} \right). \quad (18)$$

Proceeding as in Section 7, we observe very similar results as obtained when treating the mechanism as a unit delay. The only difference is that the performance curves of all vision strategies are slightly shifted and distorted according to the dynamics of the PT_2 -system given. Pipeline processing leads again to the best dynamic performance of all visual processing configurations, with the point of maximum tracking velocity computed as

$$t_{p,opt} = t_{ac} \cdot \frac{lat_{InvKin} + (2 - h(t)|_{t=T}) + C}{C}. \quad (19)$$

The deduction of the effects of dynamically treating the mechanism as a second order system is based on the assumption that the required actuating variable calculated by the underlying axis controller never exceeds the limit given by the power supply unit. If this requirement is not met the axis of the controlled mechanism will have to be modeled exactly by also considering a power limit of the actuating variable.

9. Conclusion and Perspectives

The main objective of this work has been to find the optimal system layout for *visual fixation* control systems. First we have discussed a method of optimal controller design using a performance metric. An RMS optimization has been applied, as well as a simple optimization of the absolute value of the control deviation, that is, the fixation error when tracking a target moving with constant velocity. The maximum tracking velocity has been proven to be definitely related to the overall latency of the visual feedback system. The relationship found has been used to derive the optimal processing architecture for visual fixation tasks. Among all configurations investigated, the pipeline configuration has yielded the best tracking performance, that is, the highest target velocity which can be tracked. Not only the optimal processing strategy but also the point of optimal performance has been determined.

When building visual fixation systems researches should follow the guidelines given in this work concerning the optimal processing strategy in order to obtain best system performance:

- ↑ **Pipeline processing gives best performance:** however, note that a pipeline uses several times the hardware of a parallel system.
- ↑ **A certain number of pipeline steps gives optimal performance:** processing time defines and fixes the window size in which the target is searched for at each cycle.
- ↑ **The point of optimum is independent of processing power:** higher computing power increases window size and thus performance. The architecture remains unchanged.
- ↑ **If building a new system, build it in parallel architecture:** the pipeline is only better, because multiples of the computing power of a parallel system are used. Building the same computing power into a single parallel system has several times better performance.
- ↑ **Optimal system architecture is fixed:** adding computer power for image processing increases the performance without changing the optimal architecture. This is valid for all architectures, therefore in particular for the optimum of a parallel architecture.

The procedure of the performance evaluation proposed is completely independent of the controller applied, as well as of the performance metric defined. In other words, any arbitrary more or less sophisticated controller can be designed without changing the results obtained regarding the optimal visual processing strategy. The same applies to the use of different performance metrics.

As future extension of this work, mainly one further issue needs to be tackled. So far, just the visual fixation tasks has been considered. The results obtained with respect to the optimal processing strategy have already been adapted theoretically to the general visual servoing problem in a straight forward fashion. The practical evaluation of the performance of visual servoing will be carried out in the near future.

Acknowledgments

This work is partly supported by the Austrian Science Foundation (FWF) under grant P13167-MAT, Esprit Project E28867 RobVision, and Project GRD1-1999-10693 FlexPaint.

References

- Allen, P.K., Timcenko, A., Yoshimi, B., Michelman, P.: Automated Tracking and Grasping of a Moving Object with a Robotic Hand-Eye System; *IEEE Trans. RA* Vol.9(2), pp.152-165, 1993.
- Anderson, R.L.: Dynamic Sensing in a Ping-Pong Playing Robot; *IEEE Trans. RA* 5(6), pp.728-739, 1989.
- Bajcsy, R.: Active Perception; *IEEE Proceedings* 76(8), pp. 996-1006, 1988.
- Corke, P. I.: *Visual Control of Robots: High Performance Visual Servoing*, Research Studies Press (John Wiley), 1996.
- Corke, P.I., Good, M.C.: Dynamic Effects in Visual Closed-Loop Systems; *IEEE Trans. on RA* Vol.12(5), pp.671-683, 1996.
- Grosso, E., Metta, G., Oddera, A., Sandini, G.: Robust Visual Servoing in 3D Reaching Tasks; *IEEE Trans./RA* Vol.12(5), pp.671-683, 1996.
- Hashimoto, K.: *Visual Servoing*; World Scientific, 1993.
- Hager, G.D., Toyama, K.: XVision: Combining Image Warping and Geometrical Constraints for Fast Visual Tracking, *Proc. ECCV*, pp. 507-517, 1996.
- Hutchinson, S., Hager, G.D., Corke, P.I.: A Tutorial on Visual Servo Control; *IEEE Trans. on RA* Vol.12(5), pp.651-670, 1996.
- Li, F., Brady, M., Hu, H.: Visual Guidance of an AGV; *7th Int. Symp. on Robotics Research*, pp.403-415, 1995.
- Olson, T.J., Coombs, D.J.: Real-Time Vergence Control for Binocular Robots; *Int. J. of Computer Vision* Vol.7(1), pp.67-89, 1991.
- Rizzi, A.A., Koditschek, D.E.: An Active Visual Estimator for Dexterous Manipulation; *IEEE Trans. RA* Vol.12(5), pp.697-713, 1996.
- Wilson, W.J., Williams Hulls, C.C., Bell, G.S.: Relative End-Effector Control Using Cartesian Position Based Visual Servoing; *IEEE Trans. RA* Vol.12(5), pp.684-696, 1996.
- Wunsch, P., Hirzinger, G.: Real-Time Visual Tracking of 3-D Objects with Dynamic Handling of Occlusion; *ICRA*, pp.2868-2873, 1997.
- Vincze, M., Weiman, C.: On Optimising Window Size for Visual Servoing; *ICRA*, April 22-24, 1997.

Entwurf, Simulation und Echtzeitbetrieb der Regelung eines inversen Pendels unter MATLAB

Gerald Koller

Institut für Elektrische Regelungstechnik, TU-Wien, Österreich

Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit behandelt den Entwurf und Betrieb eines Reglers für ein inverses Pendel. Etliche Verbesserungsvorschläge werden gegeben und mit modernen, handelsüblichen Hilfsmitteln gegenübergestellt. Bei der Modellbildung tritt der Unterschied zwischen dem mathematischen Modell und dem verwendeten Versuchsaufbau schon in seiner einfachsten Anordnung auf. Mit der IDENT-Toolbox von MATLAB wird ein Weg gezeigt, das Modell an die Realität anzugleichen, indem die Motorkonstante des Wagens verändert wird. Die graphische Benutzeroberfläche der IDENT-Toolbox und die zur Verfügung stehenden Werkzeuge zur Modellbildung werden beschrieben. Die Modellbildung des Pendels mit verteilter Masse wird ohne den Drallsatz angesetzt. Die Zustandsraumdarstellung vierter Ordnung mit den Zuständen Ort, Winkel, Geschwindigkeit und Winkelgeschwindigkeit liefert ein besonders anschauliches Modell des Systems. Unter Loslösung von den inneren Abhängigkeiten der Systemmatrizen, aber unter Beibehaltung der obigen Zustände wird das Modell nochmals verbessert. Der Zustandsregler wird mittels Riccati-Gleichung entworfen. Eine Abweichung des Wegmittelwertes wird mit einem Regler mit integralem Ausgleich eliminiert. Ein Beobachter vermindert das Rauschen in der Stellgröße. Die Verwendung eines Reglers mit zwei Freiheitsgraden bringt eine weitere Verbesserung des Systemverhaltens. Im letzten Abschnitt werden zwei Methoden verglichen, der Haftreibung der Motor-Getriebe-Einheit zu begegnen. Die Nichtlinearität der Regelstrecke wird kompensiert oder die Zustandsschätzung des Beobachters durch eine nichtlineare Erweiterung verbessert. Beide Methoden führen zu einer Verringerung der Pendelbewegung, die Streckenlinearisierung aber bringt ein unruhiges Stellsignal mit sich.

Zahlreiche Oszillogramme veranschaulichen die Fortschritte bei der Modellbildung und beim Reglerentwurf.

1 Systembeschreibung

Am Institut für Elektrische Regelungstechnik der Technischen Universität Wien wird eine Versuchsanordnung der Firma Quanser (Kanada) betrieben. Ein Wagen wird über einen PC und einen Gleichstrommotor angesteuert und entlang einer waagrechten Schiene bewegt (Abb. 1). Der Wagen trägt drehend gelagert ein Pendel. Das Pendel besitzt einen stabilen Gleichgewichtszustand (hängend) und einen instabilen (stehend oder invers). Über eine I/O-Karte im PC wird die Motorspannung ausgegeben und die Wagenposition, wie der Pendelwinkel über Inkrementalgeber eingelesen. Diese Daten werden über einen Programmaufsatz (WinCon 3.0.2a – Quanser Consulting Inc.) auf SIMULINK unter MATLAB (Version 5.2.0.3084) direkt zur Verfügung gestellt. Damit können Regelkreise in SIMULINK programmiert und in Echtzeit betrieben werden. Der PC besitzt einen Intel

Pentium-MMX 233MHz Prozessor und 64Mbyte Hauptspeicher. Die Software läuft unter Windows '95.

Auf der graphischen Benutzeroberfläche in SIMULINK ist die Ein- und Ausgabe vom PC zum Modell mit einem Element realisiert (Abb. 1). Die Stellgröße ist die Motorspannung in Volt. Die Meßgrößen (Position, Pendelwinkel) werden in cm bzw. deg zur Verfügung gestellt. Die Ableitungen der Meßgrößen werden mittels PDT₁-Elementen am Rechner genähert.

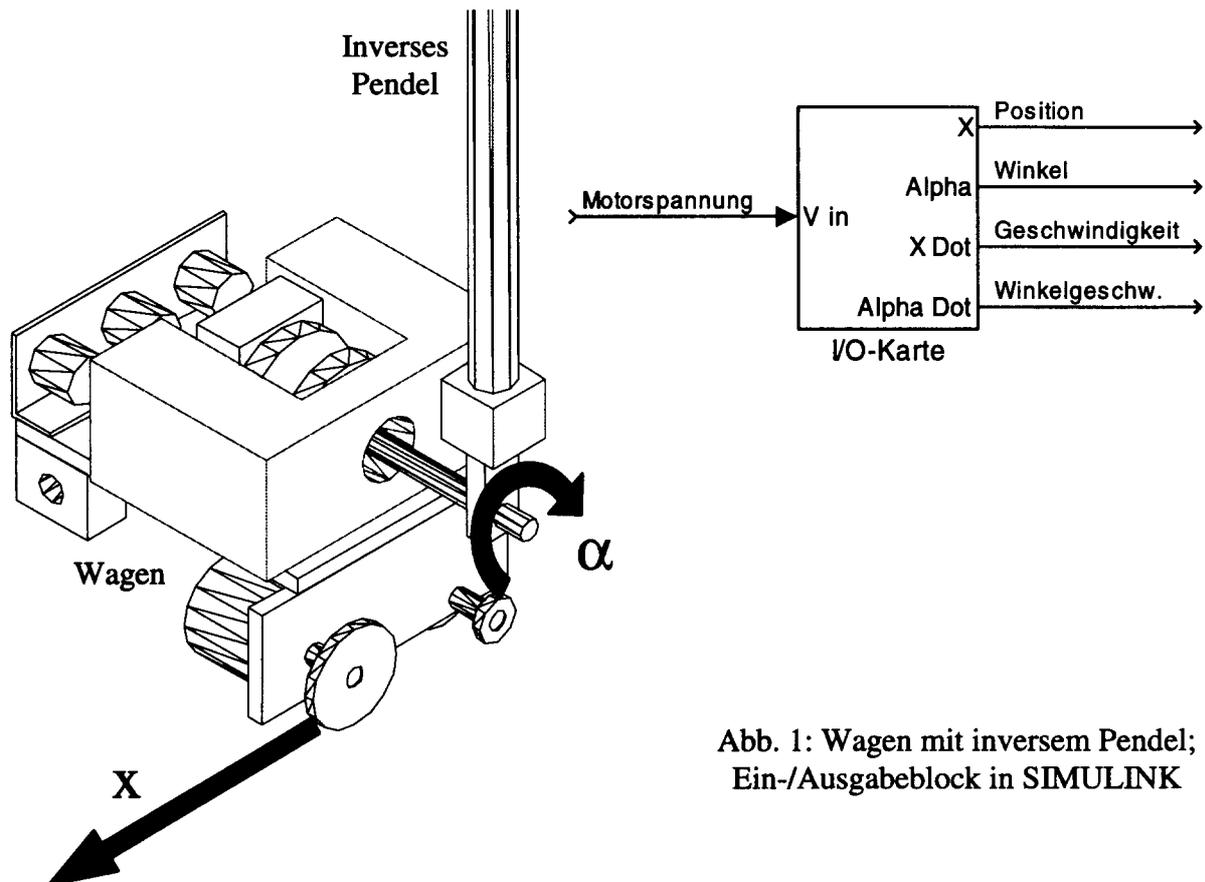


Abb. 1: Wagen mit inversem Pendel; Ein-/Ausgabeblock in SIMULINK

2 Identifikation der Wagenkonstanten

Um zur Übertragungsfunktion des Wagens zu gelangen, sind drei Gleichungen nötig:
das Kräftegleichgewicht am Wagen

$$F = m_w \ddot{x}, \quad (1)$$

die Maschengleichung des elektrischen Kreises

$$U = I_m R_m + K_m K_g \omega_m, \quad (2)$$

und das Antriebsmoment am Zahnrad

$$M = K_g K_m I_m. \quad (3)$$

Aus den zwei unteren Gleichungen erhält man mit $\dot{x} = \omega_m r$

$$F = \frac{M}{r} = \frac{K_m K_g I_m}{r} = \frac{K_m K_g}{Rr} U - \frac{K_m^2 K_g^2}{Rr^2} \dot{x}. \quad (4)$$

Die Differenzialgleichung der Wagenposition lautet

$$m_w \ddot{x} = -\frac{K_m^2 K_g^2}{Rr^2} \dot{x} + \frac{K_m K_g}{Rr} U. \quad (5)$$

Im Zustandsraum stellt sich das System folgendermaßen dar

$$\underline{\dot{x}} = \begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \end{pmatrix}$$

$$\underline{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K_m^2 K_g^2}{Rr^2 m_w} \end{pmatrix} \quad \underline{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{K_m K_g}{Rr m_w} \end{pmatrix}$$

$$\underline{C} = (1 \quad 0) \quad D = 0. \quad (6)$$

Die Übertragungsfunktion lautet

$$G(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = \frac{\frac{r}{K_m K_g}}{s(1 + s \frac{Rr^2 m}{K_m^2 K_g^2})} = \frac{K_I}{s(1 + sT_1)}. \quad (7)$$

Der Wagen wird also durch eine IT_1 -Strecke modelliert. Mit den Parameterwerten aus der Beschreibung (Apkarian, J.; 1997) folgen die Integrationskonstante und die Verzögerungszeit zu (alle Angaben in SI-Einheiten)

$$K_I = 0,2238 \quad T_1 = 0,0724. \quad (8)$$

Eine zweite Zeitkonstante, nämlich die des elektrischen Kreises wurde in diesem Modell vernachlässigt. Sie beträgt

$$T_E = \frac{L_m}{R} = 69,2 \mu s, \quad (9)$$

und ist damit wesentlich kleiner als T_1 . Mit der Versuchsschaltung in Abb. 2 wird die Antwort des Systems auf ein PRBS-Signal als Wegverlauf ermittelt.

Dem im wesentlichen rechteckigen Spannungsverlauf am Systemeingang folgt ein etwa rampenförmiger Verlauf des Weges am Systemausgang (Abb. 2). Die Flankensteilheitsbegrenzung der Stellgröße dient zur Schonung des Motors und des Getriebes. Parallel zum Versuchsaufbau liegt das oben ermittelte Modell, dessen Ausgang ebenfalls aufgezeichnet wird.

Beim Vergleich der Wegverläufe fällt der Unterschied in den Steigungen, also den Geschwindigkeiten auf. Um das Modell zu korrigieren, ist es offenbar notwendig, die Integrationskonstante K_I zu vermindern. Eine einfache Erklärung für das Auseinanderlaufen der Wegverläufe liefert die im Modell nicht berücksichtigte Reibung von Motor, Getriebe und Wagenaufhängung, oder aber einfach der Wirkungsgrad des Antriebes. Von der expliziten Einführung des Wirkungsgrades in das obige Modell wird Abstand genommen. Einfacher ist es, die Motorkonstante K_m zu verändern. Dazu wird eine Identifikationsmethode im Softwarepaket MATLAB verwendet.

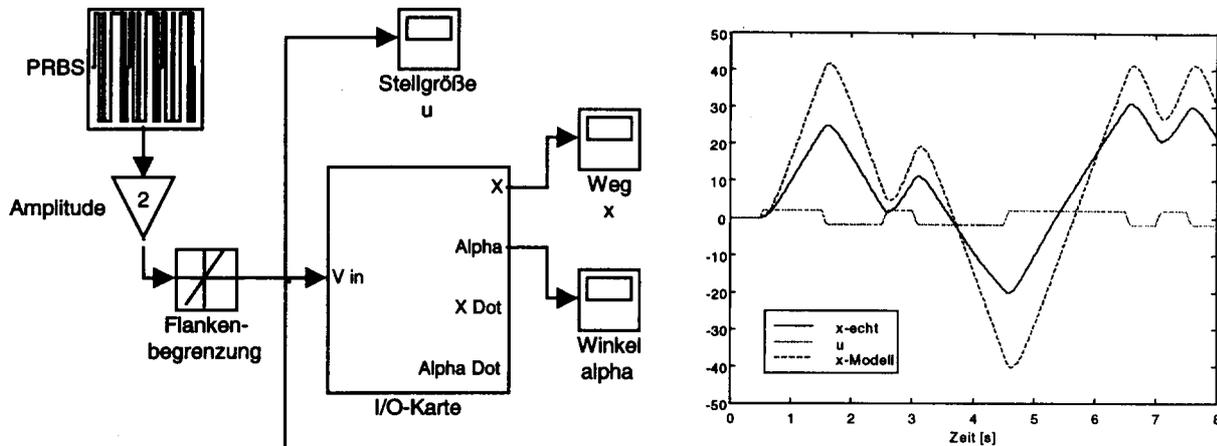


Abb. 2: Versuchsschaltung zur Aufnahme von Messdaten; Wegprofil von Wagen und Wagenmodell

Das dazu nötige Programm sieht folgendermaßen aus:

```
function [A,B,C,D,K,X0] = wagen(par,ts,fix)
% par ... zu identifizierende Parameter; ts .... Abtastintervall; fix ... festgelegte Parameter
Km=par
R=2.6; r=0.00635; mw=0.556+0.375; Kg=3.7;

A=[0 1;0 -Km^2*Kg^2/(R*r^2*mw)]; B=[0;Km*Kg/(R*r*mw)];
C=[100 0]; D=0; K=zeros(2,1); X0=[0;0];
% C(1)=100, da der Weg in cm angegeben wird
% bei negativem Abtastintervall wird hier abgebrochen
% Umrechnung in den diskreten Zustandsraum
if ts>0
    dis=expm([A B]*ts;zeros(1,3));
    A=dis(1:2,1:2); B=dis(1:2,3);
end
```

Mit folgendem Befehl wird aus obigem m-File ein Modellformat erstellt (theta-Format), mit dem die Identifikations-Toolbox von MATLAB arbeiten kann. Als Eingangsdaten in den Identifikationsprozeß werden die Spannungs- und die Wegdaten aus Abb. 2 verwendet.

```
wagenTH = MF2TH('wagen','c',0.00767,[],[],0.002)
```

Die Parameteridentifikation liefert die angepaßten Werte:

$$K_m = 0,0151 V \quad K_r = 0,1137 \quad T_1 = 0,0187 \quad . \quad (10)$$

Die Motorkonstante muß also fast verdoppelt werden, um zu brauchbaren Ergebnissen zu kommen.

3 IDENT-TOOLBOX

MATLAB stellt mit der IDENT-Toolbox ein umfassendes Werkzeug zur Streckenidentifikation zur Verfügung. Durch eine, ab Version 5.2 gelieferte graphische Benutzeroberfläche, ist auch eine übersichtliche Verarbeitung der Meß- und Systemdaten möglich. Im folgenden wird die Arbeitsweise gezeigt, mit der in (Koller G.,1999) gute Ergebnissen erzielt wurden.

In Abb. 3 sind zwei typische Modellidentifikationen gezeigt. In den linken Feldern, unter dem Menü "Data", werden die zur Verfügung stehenden Ein-/Ausgangssignale aufgelistet. Diese werden im Menü "Data" im Unterpunkt "Import" vom MATLAB Workspace importiert. Dort müssen sie zuvor als (gleich lange) Vektoren vorhanden sein. Um eine Identifikation erfolgreich durchzuführen ist es sinnvoll nicht nur die Sprungantwort des Systems zu kennen, sondern es z.B. mit einem PRBS-Signal anzuregen. Zu lange Signale bewirken einen höheren Rechenaufwand ohne unbedingt zu besseren Ergebnissen zu kommen.

Mittels drag-and-drop wird der gewünschte Signalsatz in das Feld "Working Data" gezogen. Unter dem Menü "Preprocess" findet man Möglichkeiten die Signale vor der Identifikation zu bearbeiten. So ist es zum Beispiel möglich eine typische Zeitspanne aus den Signalen auszuwählen, Gleichanteile oder lineare Anstiege zu eliminieren, um so die relevanten Systemdaten hervorzuheben.

Im Menü "Estimate" wählt man eine der zahlreich implementierten Identifikationsmethoden. Nach einer Festlegung der Systemordnung berechnet der Computer ein Modell, und legt dieses im rechten Bereich der Arbeitsfläche ab. Zur Betrachtung des Ergebnisses kann man das Modell in den Workspace exportieren, im LTI-Viewer betrachten, oder sich gleich von der IDENT-Toolbox die Modellausgänge zeigen lassen. Weiters kann man die Fehler zwischen den gemessenen und den simulierten Modelldaten betrachten. Außerdem wird ein Fehlerindex angezeigt, der umso kleiner ist je besser das Modell den echten Prozeß simuliert.

Oft ist es, wie beim Pendelmodell der Fall, daß man bestimmte physikalische Zusammenhänge des Modells kennt, und diese in die Identifikation einbinden will. Damit ist nicht nur die Kenntnis der Modellordnung gemeint, sondern wie in dem behandelten Beispiel das Wissen über die Differenzialgleichungen und alle Parameter, bis auf einen. Um dieses Problem zu lösen wird das obige Programm (m-File) unter dem Menü "Models" importiert. Im Menü "Estimate" - "Parametric Models" wird nun "By Initial Model" gewählt, und das zuvor importierte Modell in das freie Textfeld gezogen. Der Computer ist nun in der Lage eine Motorkonstante zu finden, die das Modellverhalten bestmöglich an das Wagenverhalten annähert.

Später wird gezeigt, wie man im Zustandsraum durch geeignete Festlegung von Parametern in den Systemmatrizen den Zuständen ihre physikalische Bedeutung erhält, bzw. vorgibt.

4 Pendelmodell

Wegen der ähnlichen Differenzialgleichungen und des leichteren Erfassens von Meßdaten ohne Einsatz eines Hilfsreglers wird das Pendel im hängenden Zustand identifiziert.

Beim Ansatz der Differenzialgleichungen für das Pendel ist man versucht, sich die Pendelmasse im Schwerpunkt konzentriert vorzustellen (Föllinger, O., 1994) und das Pendel als Mathematisches Pendel zu berechnen. In (Koller G.,1999) wird gezeigt, daß ein solcher Ansatz zu einer falschen Dynamik des Pendels führt. Die Berechnung des Pendels mit der verteilten Masse des Pendelstabes und ein anschließender Parametervergleich mit dem mathematischen Pendel liefert einen einfachen Ansatz für ein Ersatzpendel

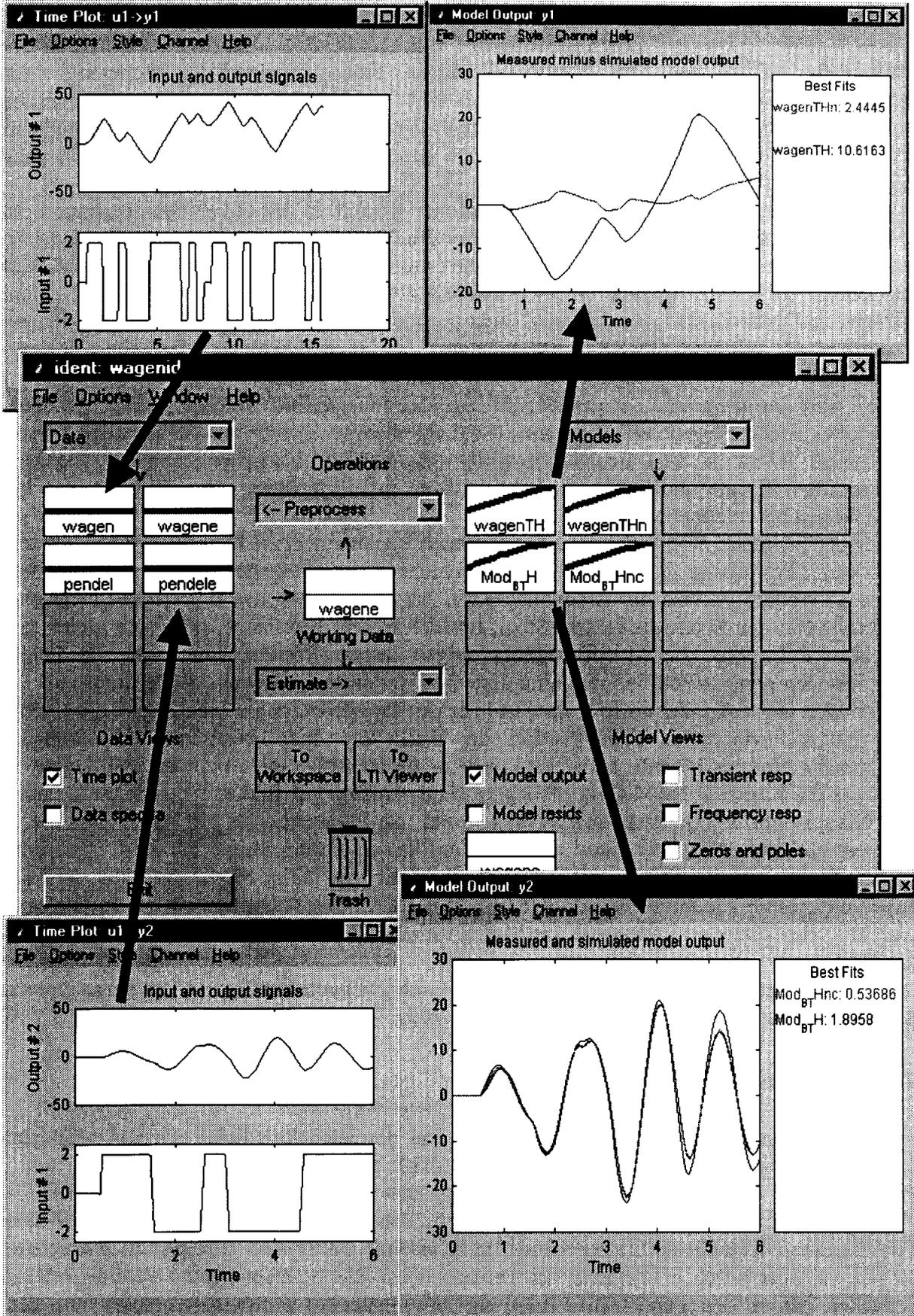


Abb. 3: graphische Benutzeroberfläche der IDENT-Toolbox

mit ausreichend guter Annäherung der Pendeldynamik.

Denkt man sich nämlich drei Viertel der Pendelmasse wieder konzentriert, also als mathematisches Pendel, bei zwei Drittel der Pendellänge, und zählt das verbleibende Viertel zur Wagenmasse dazu, ergibt sich genau die gleiche Zustandsraumdarstellung wie im Falle der verteilten Masse.

$$m_{p\text{-Ersatz}} = \frac{3}{4}m_p \quad m_{w\text{-ersatz}} = m_w + \frac{1}{4}m_p \quad l_{\text{Ersatz}} = \frac{2}{3}L \quad (11)$$

Mit den Ersatzgrößen (11) ergibt sich eine Zustandsraumdarstellung der Differenzialgleichungen, wie sie in (12) gezeigt ist. Abb. 4 veranschaulicht nochmals das Ersatzpendelmodell zur Berücksichtigung der verteilten Stabmasse. In Abb. 5 werden die gemessenen Daten mit den simulierten verglichen.

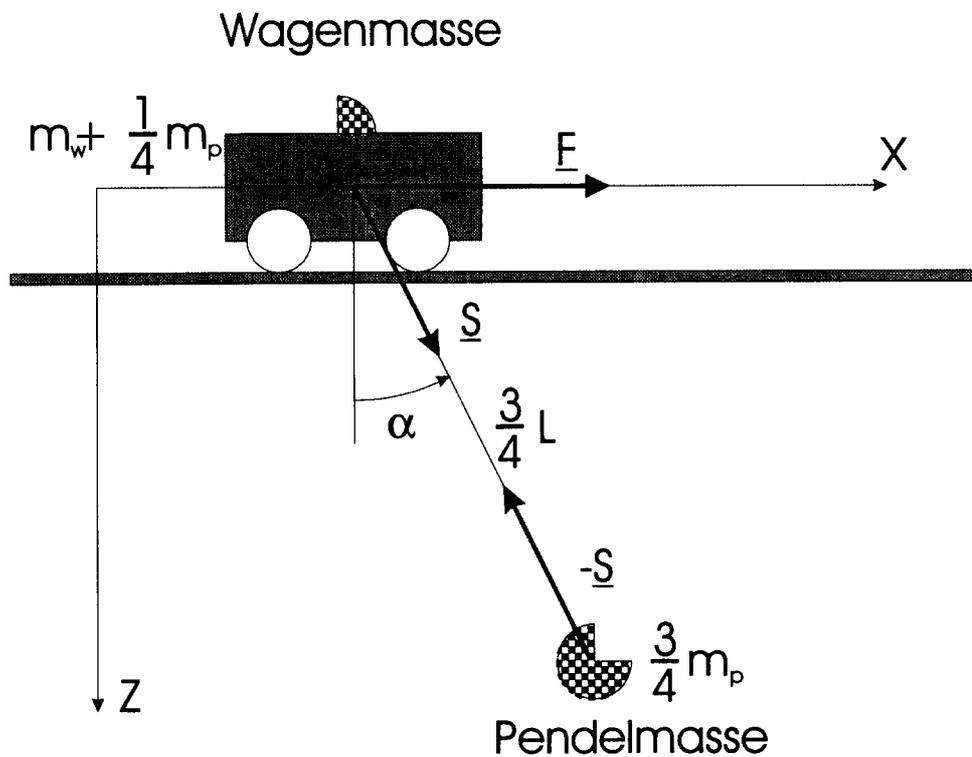


Abb. 4: Ersatzpendel für verteilte Pendelmasse

$$\underline{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{3m_p g}{m_p + 4m_w} & -\frac{4K_m^2 K_g^2}{(m_p + 4m_w)Rr^2} & 0 \\ 0 & -\frac{6g(m_p + m_w)}{L(m_p + 4m_w)} & \frac{6K_m^2 K_g^2}{L(m_p + 4m_w)Rr^2} & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{4K_m K_g}{(m_p + 4m_w)Rr} \\ -\frac{6K_m K_g}{L(m_p + 4m_w)Rr} \end{pmatrix} \quad (12.1)$$

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{D} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (12.2)$$

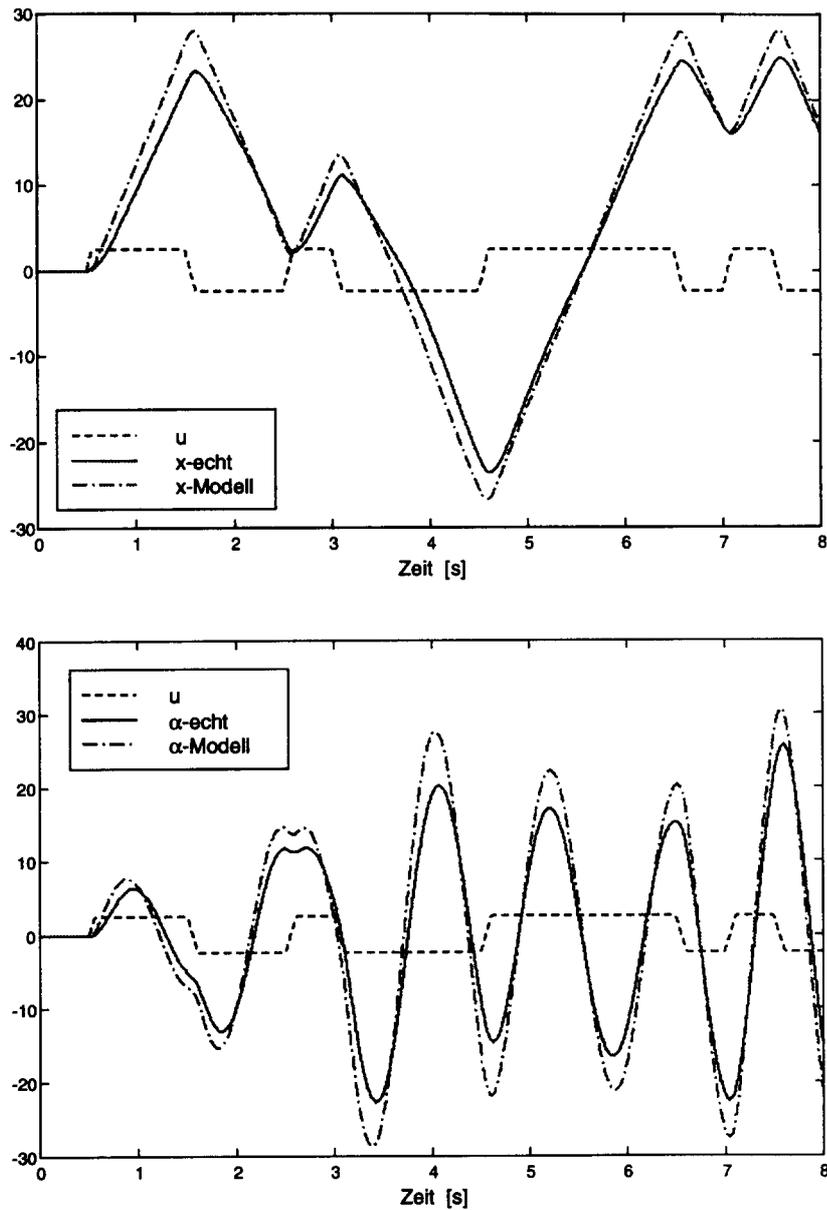


Abb. 5: Weg- und Winkelvergleich des Pendelmodells

5 Numerische Verbesserung und inverses Pendel

Setzt man in die Zustandsraumdarstellung (12) die Parameterwerte ein, wobei das korrigierte K_m aus (10) verwendet wird, so erhält man die Matrizen für einen Regler bzw. Beobachterentwurf

$$\underline{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1,754 & -30,07 & 0 \\ 0 & -27,10 & 70,49 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 3,418 \\ -8,011 \end{pmatrix}$$

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{D} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (13)$$

Die Elemente dieser Matrizen enthalten, bedingt durch die Modellphysik, noch gewisse innere Abhängigkeiten. So ändern sich zum Beispiel alle Werte, die nicht 0 oder 1 sind, wenn die Pendelmasse verändert wird. Für den Entwurf einer optimalen Regelung sind die Verhältnisse zwischen den Matrizenelementen aber ohne Bedeutung. Wird aber nur die Systemordnung festgelegt, dann verlieren die Systemzustände ihre physikalische Bedeutung. Die Werte aus (13) werden als Schätzgrößen für eine neuerliche Identifikation verwendet.

Mit dem folgenden Programm wird eine Theta-Variable erstellt, die zwar die gewünschte Ordnung und Struktur des Modells vorgibt, aber sechs Parameter zur Identifikation zur Verfügung stellt. „NaN“ bedeutet dabei „Not a Number“, also keine Festlegung auf einen bestimmten Zahlenwert.

```
% Erstellung einer Variable für die Identifikation

% Struktur im Zustandsraum
A=[0 0 1 0;0 0 0 1;0 NaN NaN 0;0 NaN NaN 0];
B=[0;0;NaN;NaN];
% Umrechnung von SI auf cm bzw deg.
C=[100 0 0 0;0 -180/pi 0 0];
D=[0;0]; K=zeros(4,2);

% Umwandlung in Modellstruktur
MS = MODSTRUC(A,B,C,D,K);
% Theta-Variable aus Modellstruktur und Schätzvektor
Mod_B_TH = MS2TH(MS,'c',[1.75 -30.7 -27.1 70.49 3.42 -8.01],[],0.002);
```

Die Identifikation mit der Ident-Toolbox in MATLAB (Abb. 3) und den schon verwendeten Messwerten bringt die gewünschten Matrizen

$$\underline{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1,296 & -17,02 & 0 \\ 0 & -25,83 & 41,00 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1,559 \\ -3,8179 \end{pmatrix}$$

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{D} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (14)$$

Nun ist es möglich, einen Regler zu entwerfen, der das Pendel in seiner senkrechten Lage (Pendel frei hängend) hält, auch wenn dem Wagen ein Sollwegprofil vorgegeben wird. Die Aufgabe der Regelung ist es dann, neben der Positionsregelung die Pendelbewegungen des Stabes zu unterdrücken, selbst wenn diese durch Störungen verursacht werden. Diese Regelaufgabe tritt z.B. bei Verladekränen auf.

Für die interessantere Aufgabe, das Pendel im inversen, aufrechten Zustand zu halten, müssen im Modell die drei Vorzeichen vor dem Winkel ($\alpha = x_2$) geändert werden:

$$\underline{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1,296 & -17,02 & 0 \\ 0 & 25,83 & 41,00 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 1,559 \\ -3,8179 \end{pmatrix}$$

$$\underline{C} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad \underline{D} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}. \quad (15)$$

Diese Korrektur im Modell hat bewirkt, daß nun eine Polstelle in der rechten Halbebene liegt. Interessant sind die Polstellenverteilungen der beiden Modelle

hängendes Pendel:

inverses Pendel:

$$\underline{\lambda} = \text{eig}(\underline{A}) = \begin{pmatrix} 0 \\ -0,086 + 4,79j \\ -0,086 - 4,79j \\ -16,84 \end{pmatrix} \quad \underline{\lambda} = \text{eig}(\underline{A}) = \begin{pmatrix} 0 \\ 4,84 \\ -4,64 \\ -17,2 \end{pmatrix}. \quad (16)$$

Das konjugiert komplexe Polpaar des stabilen Systems wird zu zwei reellen Polstellen des instabilen, deren je eine in der linken und der rechten Halbebene liegt.

6 Reglerentwurf

6.1 Zustandsregler

Um einen Zustandsregler zu verwenden, benötigt man alle vier Zustände des Systems. Gemessen, und damit direkt verfügbar, sind aber nur die Position (x) und der Winkel (α). Da die beiden fehlenden Zustände die zeitlichen Ableitungen der beiden Meßgrößen sind, liegt es nahe, sie durch Differenzieren zu ermitteln. Da sie aber quantisiert vorliegen, werden die Ableitungen über DT₁-Glieder mit einer Zeitkonstanten von 66,7ms abgeschätzt. Die Meßdaten und die Abschätzung der Ableitungen müssen für den Regler wieder in SI-Einheiten umgerechnet werden.

Als Ausgangsgleichungen für den optimalen Reglerentwurf dienen die Zustandsraumdarstellungen (14) und (15). Aus den möglichen Entwurfsverfahren wird Riccati-Gleichung (Weinmann, A., 1995) mit dem Güteintegral

$$I = \int_0^{\infty} (\underline{x}^T \underline{Q} \underline{x} + u^T R u) dt \quad (17)$$

verwendet. Für das betrachtete System

$$\dot{\underline{x}}(t) = \underline{A} \underline{x}(t) + \underline{B} u(t) \quad \text{mit} \quad u(t) = \underline{K} \underline{x}(t)$$

wird der Regler \underline{K} mit der Lösung \underline{P} der Riccati-Gleichung

$$\underline{Q} + \underline{A}^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A} - \underline{P} \underline{B} R^{-1} \underline{B}^T \underline{P} = 0 \quad (18)$$

berechnet als

$$\underline{K} = -R^{-1} \underline{B}^T \underline{P}. \quad (19)$$

Dieser Regler minimiert das Güteintegral (17). Damit ist \underline{K} der optimale Zustandsregler für das gegebene System, bezogen auf die auszuwählenden Bewertungsmatrizen \underline{Q} und R . Je größer R gewählt wird, um so „sparsamer“ wird der Regler mit der Stellgröße u auf Abweichungen reagieren. \underline{Q} wird meist als Diagonalmatrix ausgeführt, wobei dann ein

Element auf der Hauptdiagonale die Abweichung des zugehörigen Zustandes von null bewertet. Die in der Beschreibung (Apkarian, J., 1997) verwendeten Bewertungsmatrizen lauten

$$\underline{Q} = \begin{pmatrix} 0,25 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad R = 0,0003. \quad (20)$$

Um die entworfenen Regler vergleichen zu können, werden diese Matrizen (20), bzw. deren Erweiterung für alle weiteren Riccati-Reglerentwürfe verwendet. Die numerische Auswertung der Optimierung erfolgt in MATLAB, das den Riccati-Entwurf mit einem eigenen Befehl (LQR) unterstützt allerdings unter umgekehrter Vorzeichendefinition von \underline{K} .

```
% Reglerentwurf
% Riccati-Entwurf für das inverse Pendel

% Systemmatrizen
A= [ 0 0 1.0000 0;
     0 0 0 1.0000;
     0 -1.296 -17.02 0;
     0 25.83 41.00 0]
B= [ 0;
     0;
     1.559;
     -3.818]
C= [ 100.0 0 0 0;
     0 57.30 0 0]

D=0

% Bewertungsmatrizen
Q=diag([0.25 2 0 0],0)
R=0.0003

% Reglerberechnung
[Ki,S,E] = LQR(A,B,Q,R)
K=-Ki

% Vorfilterberechnung
M=-1/(C(1,:)*inv(A+B*K)*B)
```

Für das behandelte System liefert dieses Programm folgende Reglerdaten für den inversen Betrieb $\underline{K}_{up} = (28.86 \ 125.5 \ 37.19 \ 19.80)$, (21)

für den hängenden: $\underline{K}_{down} = (-28.86 \ 80.58 \ -12.49 \ -1.307)$. (22)

Der Wegsollwert wird über ein Vorfilter $M = -(\underline{C}_1(\underline{A} + \underline{B} \underline{K})^{-1} \underline{B})^{-1}$ (23)

verstärkt, um eine Stationärverstärkung von 1 zu erzielen. \underline{C}_1 bedeutet darin die erste Zeile der Ausgangsmatrix.

Die Vorfilterverstärkungen sind $M = 0,2287$ (24)

für das hängende und $M = -0,2287$ (25)

für das inverse Pendel.

Mit den gewonnenen Reglerdaten ist es möglich, in SIMULINK eine Schaltung aufzubauen und in Echtzeit zu betreiben (Abb. 6).

Neben der Betrachtung des Balancieren des Pendels bietet diese Schaltung die Möglichkeit, Störungssprünge und Wegsollwertsignale beide flankenbegrenzt einzuspeisen. Abb. 7 zeigt den inversen Betrieb des Pendels mit dem Regelkreis aus Abb. 6 ohne Sollwertvorgabe ($y_{ref} = 0$) und ohne Störgrößeneinkopplung ($w_d = 0$).

Das Pendel wird beim Start des Reglers aus aufrechter Anfangslage übernommen. In dem Diagramm Abb. 7 sind besonders zwei Eigenheiten zu beachten. Erstens liegt der Mittelwert

$$\begin{aligned} \underline{K}_{up} &= (K_{up,1} \dots K_{up,4}) \\ \overline{x} \underline{K}_{up,1} + \overline{\alpha} \underline{K}_{up,2} &= 0. \end{aligned} \quad (26)$$

Weiters ist festzustellen, daß die Stellgröße (u in Abb. 7) stark verrauscht ist. In (Koller, G., 1999) wird gezeigt, dass die DT_1 -Glieder in den Ableitungen, in Verbindung mit den quantisierten Weg- und Winkelwerten, die Ursache für das Rauschen sind.

Ziel der weiteren Regleroptimierung ist es daher, das Stellgrößenrauschen zu vermindern und außerdem die mittlere Wegabweichung zu unterdrücken.

Dem Rauschen der Zustandsschätzungen wird mit dem Einsatz eines Zustandsbeobachters begegnet, die Positionsabweichung verschwindet durch den Einsatz eines Reglers mit integralem Ausgleich (Koller, G., 1999).

6.2 Regler mit zwei Freiheitsgraden

Eine Erweiterung des Zustandsreglers mit integralem Ausgleich, das „2-Degree-Of-Freedom Design“ (kurz „2-DOF Design“) verkleinert Weg- und Winkelamplitude beim Balancieren. Beim Reglerentwurf wird zuerst auf einen Sollwertsprung optimiert und anschließend auf einen Störungssprung (Hagiwara, T., 1996). Die erste Optimierung entspricht der des Zustandsreglers aus Abschnitt 6.1. Danach wird die Verstärkung eines eingefügten Integrators auf die Beherrschung von Störungen optimiert.

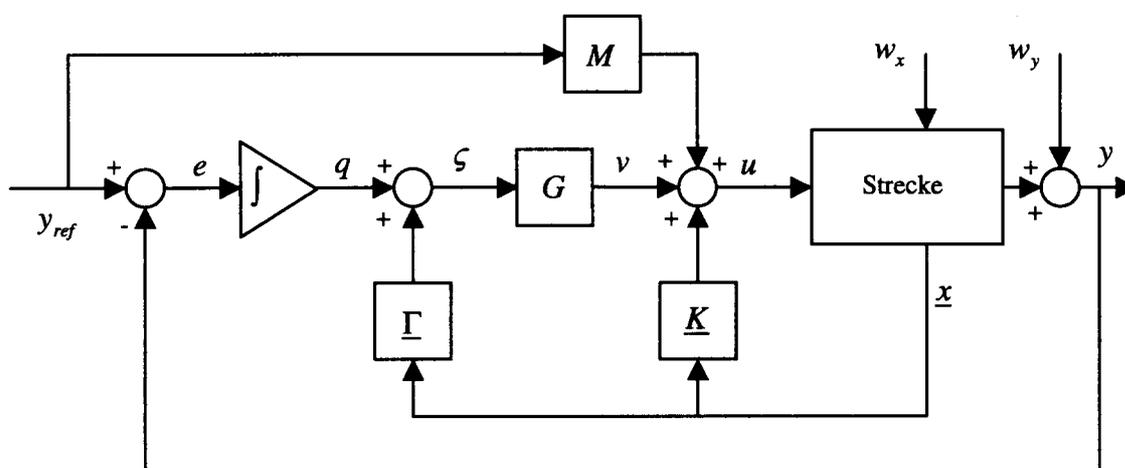


Abb. 8: Struktur eines 2-DOF-Regelkreises

Die Matrix $\underline{\Gamma}$ ist so berechnet, daß das Signal v null bleibt solange keine Störungen auftreten und die Strecke exakt identifiziert wurde (Hagiwara, T., 1996):

$$\underline{\Gamma} = \underline{C}_1 (\underline{A} + \underline{B} \underline{K})^{-1}. \quad (27)$$

Da im behandelten Fall G ein Skalar ist, wird die Verstärkung nicht über Bewertungsmatrizen, sondern am stehenden Pendel im Echtzeitbetrieb optimiert. Abb. 9 zeigt das Systemverhalten bei einem Sollwertsprung des Weges.

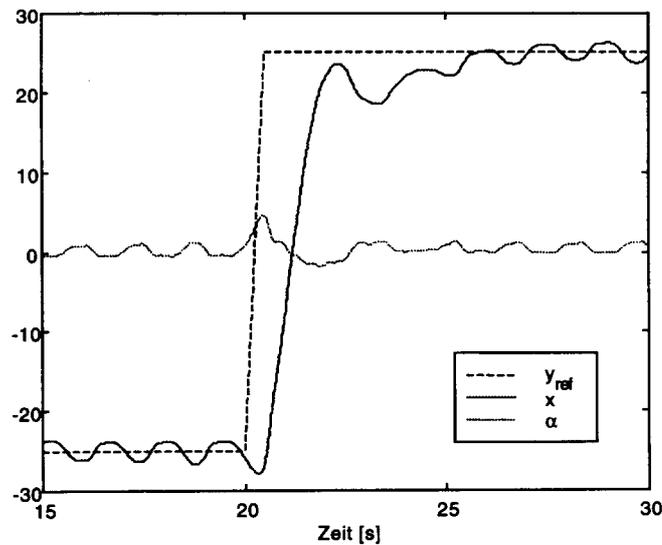


Abb. 9: Sollwertsprung mit 2-DOF-Regler

7 Berücksichtigung der Nichtlinearität (Haftreibung)

7.1 Modellbildung der Nichtlinearität

Um einen Bezug zur Größe der Haftreibung zu erhalten, wird an den Motor des Wagens bei hängendem, ruhendem Pendel eine langsam steigende Spannung angelegt. Bei einer Motorspannung von $-0,5\text{V}$ bis $+0,5\text{V}$ steht der Wagen bzw. er kommt zum Stillstand, wenn er vorher bewegt wurde.

Eine wichtige Konsequenz aus dieser Erkenntnis ist, daß der Beobachter dem Regler einen falschen Schätzvektor (\hat{x}) liefert, wenn die Stellgröße klein ist. Die Schätzung der Position und des Winkels sind zwar korrekt, da diese vom Beobachter an den Meßvektor angeglichen werden, die Geschwindigkeitsschätzungen sind jedoch wesentlich falsch.

7.2 Streckenlinearisierung und nichtlinearer Beobachter

Die erste Möglichkeit, der nichtlinearen Strecke zu begegnen, besteht darin durch das Einfügen nichtlinearer Elemente ein lineares Gesamtverhalten zu erzielen. Um die Totzone zu kompensieren, wird zur Stellgröße eine Spannung von $0,4\text{V}$ vorzeichenrichtig addiert. Eine Addition von $0,5\text{V}$ hat sich in Versuchen als zu hoch erwiesen. Der damit entstandene Regelkreis enthält also nur mehr lineare Elemente: eine linearisierte Strecke, einen linearen Beobachter und einen Regler.

Der 2-DOF-Regler ist in der Lage auch, durch Nichtlinearitäten gestörte Strecken optimal zu regeln. Dazu braucht er möglichst genaue Streckenzustände, die der lineare Beobachter nicht liefern kann.

Die zweite Variante um der nichtlinearen Strecke zu begegnen ist einen nichtlinearen Beobachter zu entwerfen. Damit ist nicht gemeint, von der linearen Zustandsraumdarstellung der Strecke abzugehen. Vielmehr wird dem Beobachter eine durch eine Totzone verminderte ($0,5\text{V}$) Stellgröße zugeführt. Damit ist er in der Lage, die Streckenzustände genauer zu schätzen. Der zweite Regelkreis besteht also aus der nichtlinearen Strecke, einem ebenso

nichtlinearen Beobachter und dem 2-DOF-Regler, der in der Lage ist, die Strecke besser zu regeln als ein gewöhnlicher Zustandsregler.

Die Schaltung für die Versuche am gegebenen System ist in Abb. 10 dargestellt. Die Bereitstellung der vorzeichenrichtigen Zusatzstellgröße geschieht über eine hohe Verstärkung und einer anschließenden Begrenzung auf $\pm 0,4$ Volt. Dadurch werden Stellgrößen sprünge vermieden.

Bei Anwendung jeweils eines der beiden Methoden wird im inversen Betrieb eine deutliche Verkleinerung der Positions- und Winkelschwankungen erreicht. Die Erfolge sind in der Abb. 12 gezeigt. Zuvor zeigt aber Abb. 11 den Ausgangszustand ohne Streckenlinearisierung oder nichtlinearem Beobachter.

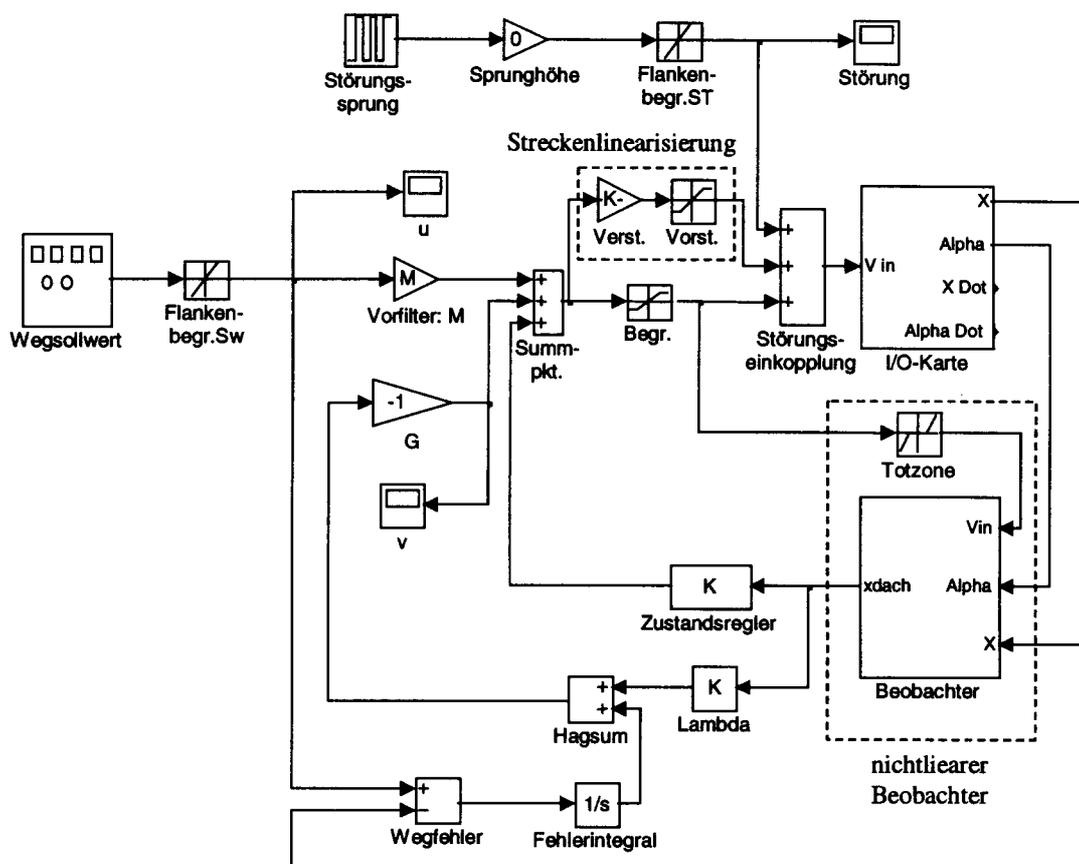


Abb.10: Schaltung mit Beachtung der Nichtlinearitäten

Vergleicht man die Stellgrößen (Motorspannungen) bei Streckenlinearisierung und nichtlinearem Beobachter, so erkennt man den deutlich ruhigeren Spannungsverlauf im zweiten Fall. Die Spannungsschwankungen bei der Streckenlinearisierung werden während des Versuchs als Klicken im Getriebe hörbar. Da auch in der Gebrauchsanleitung des Versuchsaufbaus (Apkarian, J., 1997) hohen Frequenzen in der Motorspannung als schädlich beschrieben werden, wird von der Streckenlinearisierung abgegangen und der Regelkreis mit dem nichtlinearen Beobachter verwendet.

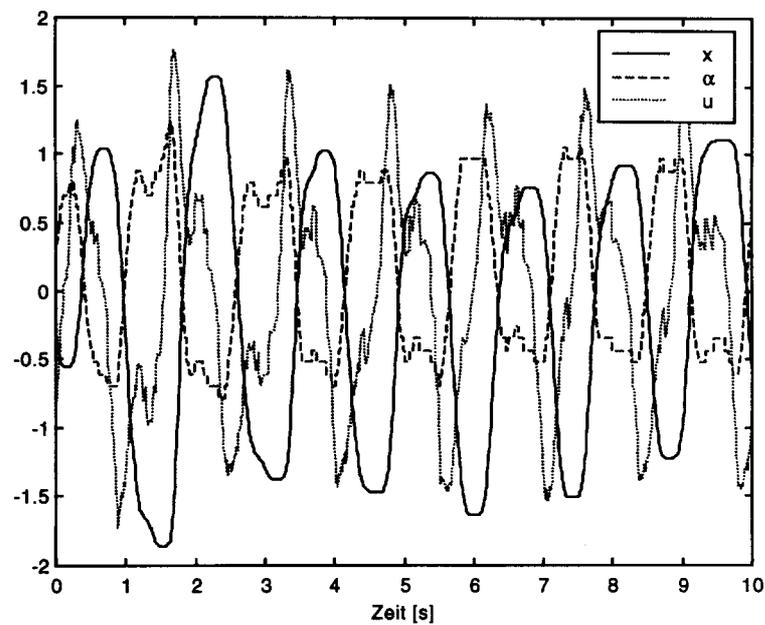


Abb. 11: 2-DOF-Regler im inversen Betrieb des Pendels

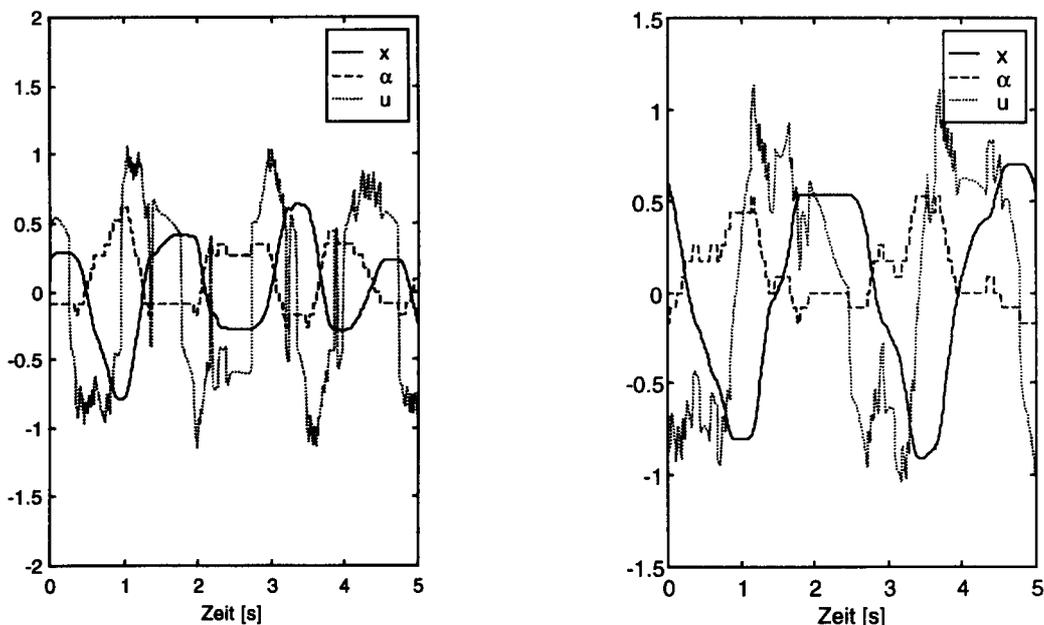


Abb. 12: linearisierte Strecke (links) und nichtlinearer Beobachter (rechts)

Der Beobachter erhält jetzt ein reduziertes Stellsignal. Die Matrizen, mit der er das System nachbildet, entspringen aber einer Identifizierung mit den originalen Signalen. Um den Beobachter anzupassen, wird das Streckenmodell für den Beobachter mit einem verkleinertem Stellsignal numerisch korrigiert (Koller, G., 1999). Mit dem bekannten Modell (14) als Schätzgröße, dem neuen Eingangssignal und den Ausgangssignalen aus Abb. 8 werden mit der IDENT-Toolbox neue numerische Werte ermittelt. Diese werden für den Beobachterentwurf, nicht aber für den Reglerentwurf verwendet. Der Regler sieht weiterhin die unveränderte Strecke. Das Programm, das sowohl den 2-DOF-Regler als auch den neuen Beobachter berechnet, folgt:

```

% Reglerentwurf
% Riccati-Entwurf für das inverse Pendel

% Systemmatrizen
A= [ 0 0 1.0000 0;
     0 0 0 1.0000;
     0 -1.296 -17.02 0;
     0 25.83 41.00 0]
B= [ 0;
     0;
     1.559;
     -3.818]
C= [ 100.0 0 0 0;
     0 57.30 0 0]
D=0

% Bewertungsmatrizen
Q=diag([0.25 2 0 0],0)
R=0.0003

% Reglerberechnung
[Ki,S,E] = LQR(A,B,Q,R)
K=-Ki

% Vorfilterberechnung
M=-1/(C(1,:)*inv(A+B*K)*B)

% Koppellement lambda bei 2-DOF
Regler
lamb=C(1,:)*inv(A-B*K)

% Systemmatrizen für den
Beobachterentwurf
A= [ 0 0 1.0000 0;
     0 0 0 1.0000;
     0 -1.309 -16.90 0;
     0 25.87 40.66 0]
B= [ 0;
     0;
     1.944;
     -4.756]
C= [ 100.0 0 0 0;
     0 57.30 0 0]
D=0

% Bewertungsmatrizen des fiktiven
Regelkreises
% für den Beobachterentwurf
Q=diag([1 1 1 1],0)
R=[1 0;0 1]

% optimaler Beobachterentwurf
[L,S,E] = LQR(A',C',Q,R)
L=L'

```

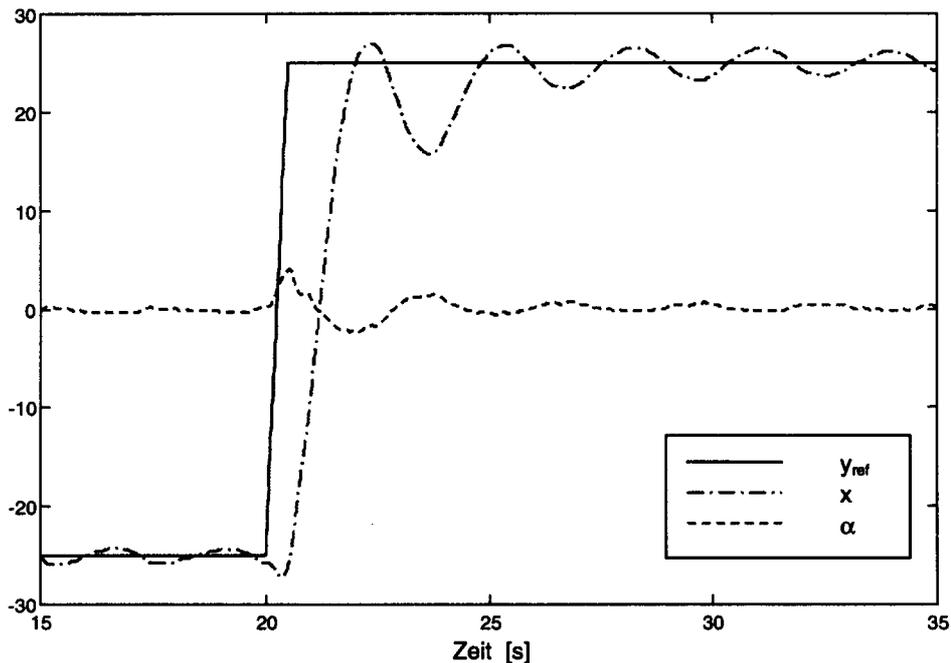


Abb. 13: Sprungantwort des 2-DOF Reglers mit NL Beobachter (invers)

Abb. 13 zeigt die Systemantwort auf einen Wertsprung im inversen Betrieb. Ein Vergleich mit der Sprungantwort des Reglers mit linearem Beobachter (Abb. 9) und dem größeren Grenzyklus des Zustandsreglers (Abb. 7) liefert die Bestätigung für den entworfenen Regler.

8 Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird kurz die Modellbildung des inversen Pendels gestreift. Anschließend wird gezeigt, daß es mit Hilfe von MATLAB und seinen Tools nicht nur möglich ist Simulationen durchzuführen, sondern daß auch praxisnahe Anwendungen komfortabel zu bewältigen sind. Dazu zählt die Identifikation des Systems genauso wie der Reglerbetrieb in Echtzeit. Und das, obwohl der verwendete PC bereits der unteren Leistungsklasse zuzuordnen ist.

Literaturliste

- Apkarian, Jakob: Handbuch zum Versuchsaufbau, A COMPREHENSIVE AND MODULAR LABORATORY FOR CONTROL SYSTEMS DESIGN AND IMPLEMENTATION; Quanser Consulting 1994,1997
- Föllinger, Otto: Regelungstechnik - Einführung in die Methoden und ihre Anwendung, 8.Auflage, Heidelberg: Hüthig Buch Verlag
- Hagiwara, T.: Two-degree-of-freedom design method of LQI servo systems, Int. J. Control, 1996, Vol. 63, Nr. 4, S. 703-719
- Koller G.: Optimale Pendelregelung, Diplomarbeit am Institut für Elektrische Regelungstechnik, TU-Wien 1999
- Weinmann, A.: Regelungen – Analyse und technischer Entwurf, Band 2, 3.Auflage, Wien: Springer-Verlag, 1995

Univ. Ass. Dipl. Ing. Gerald Koller
Institut für Elektrische Regelungstechnik
Technische Universität Wien
Gußhausstraße 27-29
A-1040 Wien
Tel.: +43-1-58801-37516
Fax: +43-1-58801-37599
Koller@iert.tuwien.ac.at

Wilhelm FRANK

19.5.1916 - 14.5.1999

Hon. Prof. Sektionschef i.R. DI Dr. techn. Wilhelm FRANK verstarb auf dem Weg in die Vorlesung an der Universität Salzburg, an der er seit 1980 als Hon. Prof. für Mathematik unter besonderer Berücksichtigung der Optimierung lehrte. Mit Wilhelm FRANK ist eine bedeutende österreichische Persönlichkeit von uns gegangen.

Geboren in Budapest als Kind von DI Heinrich und Rosa FRANK war er noch ein Kind der Donaumonarchie. Nach seiner Matura in Döbling studierte er bis 1938 an der Technischen HS in Wien und dann an der ETH Zürich, wo er den Grad DI erwarb. Besonders beeinflusst wurde er durch die Vorlesungen von Polya, Bernays und *Papa* Plancherel, die in ihm neben dem Maschinenbaustudium die Liebe zur mathematischen Analysis, zur Logik und Philosophie und der Anwendung strenger mathematischer Methoden in den angewandten Wissenschaften weckten.

Er entschied sich nach seiner Rückkehr nach Österreich für eine Beamtenlaufbahn im Bereich der Energiewirtschaft, wo er für den Wiederaufbau des Nachkriegs-Österreich so viel leisten konnte. Er promovierte trotz vielfältiger Inanspruchnahme 1952 bei Magyar und Funk mit einer sehr beachteten Dissertation aus der Strömungslehre. 1970 wechselte er für drei Jahre ins BMWF als Abteilungsleiter und stellvertretender Sektionsleiter. Hier war es FRANK möglich, die damals noch in den Anfängen steckende wissenschaftliche Datenverarbeitung an den österreichischen Universitäten zielstrebig und planmäßig zu entwickeln. In diese Zeit fällt auch die Gründung der Österreichischen Computer Gesellschaft. Die von FRANK entwickelten und eingeführten Konzepte der EDV im akademischen Bereich wirken bis heute fort. Manche seiner damaligen Ideen und Vorschläge, wie die Einführung einer Kostenrechnung an autonomen Universitäten haben heute große Aktualität.

FRANK prägte von 1974 - 1980 als Sektionschef für Energie die österreichische Energie- und Grundstoffwirtschaft entscheidend. Von den unzähligen Geschichten und Anekdoten die FRANK zu erzählen wußte, die folgende: Kreisky diskutierte die Einführung der Sommerzeit in Österreich. Da es viel Für und Wider gab, wurde die Verbundgesellschaft mit einem Gutachten beauftragt, welches etwa gleich starke Argumente für und gegen die Einführung ergab, jedoch eher negativ war. Darauf schob Kreisky, der für die Einführung war, das dicke Gutachten mit der Linken zur Seite und sagte: *Die Experten sind voreingenommen!*

Nach seinem Übertritt in den dauernden Ruhestand widmete sich FRANK in verstärktem Maße seiner akademischen Lehrtätigkeit über Energiewirtschaft und Energiepolitik an den Wiener Universitäten und vor allem seiner Tätigkeit als Honorarprofessor an der Universität Salzburg, wo er auch eine Reihe von Diplomarbeiten und Dissertationen betreute.

Der Breite und Tiefe seines wissenschaftlichen Lebenswerkes gerecht zu werden ist schwer möglich, die Arbeitsgebiete sind zahlreich: Mathematik, Logik, Philosophie, Wissenschaftsgeschichte, Politikgeschichte, Geologie, Lagerstättenkunde, Energiewirtschaft, Energiepolitik, Raumplanung, Informatik, Automatisierung, Maschinenbau, Elektrotechnik u. v. a. m.

FRANK verfaßte eine viel beachtete Monografie über Optimierung, war (Mit-)Herausgeber zahlreicher Werke und gesammelter Abhandlungen etwa von Max Planck, Caratheodory, Radon. Darüber hinausgehend äußerte er sich häufig über aktuelle technische und wirtschaftliche Fragen in der Tagespresse.

Wie ich Willy FRANK, der ich der Generation seiner Kinder angehöre, sehe? Er, der Österreich vom Ende der Monarchie bis zum Ende des Jahrtausends erlebt hat, war von zutiefst humanitärer und aufgeklärter Gesinnung, breit gebildet und nur der Wahrheit verpflichtet. Diese Unbeugsamkeit gegenüber falschen Tatsachen und Argumenten und seine Hellsichtigkeit machten ihn zu einem harten aber niemals verletzenden Kritiker (Wer zum Beispiel seinen Vortrag *Wissenschaftspolitik von 1945 bis heute, ein Tatzeuge* kennt, weiß was gemeint ist). Die österreichische Technik und Naturwissenschaft hat eine ihrer bedeutendsten Nachkriegspersönlichkeiten verloren. Die Universität Salzburg wird seinen wissenschaftlichen Nachlaß zur Wilhelm FRANK Forschungsbibliothek ausbauen.

Uns allen, die wir Wilhelm FRANK gut kannten, wird er als Wissenschaftler und als Mensch sehr fehlen!

Literatur

Engelbert BRODA: *Wilhelm Frank - 60 Jahre*. In: E UND M, ELEKTRIK UND MASCHINENBAU, Sonderdruck aus 93. Jahrgang, Heft 5, 1976, S. 231.

Walter FREMUTH: *Wilhelm Frank - 65 Jahre*. In: E UND M, ELEKTRIK UND MASCHINENBAU, Sonderdruck aus 98. Jahrgang, Heft 5, 1981, S. 194.

Walter FREMUTH: *Wilhelm Frank - 70 Jahre*. In: E UND M, ELEKTRIK UND MASCHINENBAU, Sonderdruck aus 103. Jahrgang, Heft 5, 1986.

Gerald SONNECK: *Wilhelm Frank - 75 Jahre*. In: Österreichische Ingenieur- und Architekten-Zeitschrift (ÖIAZ), 136. Jg., Heft 5/1991.

Heinz ZEMANEK: *Sektions-Chef FRANK 80. Eine Würdigung*. Rede zum 80. Geburtstag in der OCG am 17. Juni 1996.

Peter Zinterhof

European Control Conference - ECC 99

Karlsruhe, Deutschland

31. August - 3. September 1999

Die European Control Conference (ECC) fand 1999 in Karlsruhe statt.

Die ECC's werden unter den Auspizien der European Control Association (EUCA) veranstaltet. Diese Konferenzen gehören auf den Gebieten der Kontrolltheorie und der Systemidentifikation zusammen mit der CDC-Konferenz von IEEE, den einschlägigen IFAC - Konferenzen, wie zum Beispiel den SYSID-Symposien und den MTNS (Mathematical Theory of Networks and Systems) Symposien zu den Spitzentagungen auf internationalem Niveau. Dementsprechend war auch die Karlsruher Tagung eine Leistungsschau über die neuesten Entwicklungen auf diesen Gebieten.

Eine Intention der Veranstalter der diesjährigen ECC-Konferenz war die stärkere Betonung von Anwendungsaspekten. Dies spiegelt auch die Tatsache wider, daß die Anwendungen von Methoden auf den beiden o.g. Gebieten in der letzten Zeit besonders stark zunehmen und daß durch Anwendungserfahrungen auch neue methodische und theoretische Entwicklungen ausgelöst werden. Der Betonung der Anwendungen entsprechend wurde eine Reihe von Sessionen als „Industry Packages“ organisiert. Plenary und Semiplenary Lectures deckten theoretische und Anwendungsaspekte ab. Unter diesen möchte ich besonders die Plenary Lecture von Karl Johann Aström „Automatic Control/The Hidden Technology“ und die Semiplenary Lecture von Iven Mareels „Complex Dynamics in Adaptive Control“ herausheben.

Dem Interesse des Verfassers und der dadurch bedingten Auswahl von Vorträgen entsprechend, beschränkt sich dieser Bericht im wesentlichen auf Vorträge über Systemidentifikation und ihre Anwendungen. Was die theoretisch-methodischen Aspekte betrifft, waren bei dieser Tagung im wesentlichen alle wichtigen neueren Entwicklungen vertreten:

(1) Es gab ein Tutorial und eine eigene Session über Subspace Identifikationsalgorithmen. Diese Algorithmen sind ja vor allem wegen ihrer numerischen Vorteile in der letzten Zeit sehr genau untersucht worden. Dabei stellen sich immer noch Fragen nach den statistischen Eigenschaften dieser Algorithmen bei der Identifikation linearer Systeme und, zum Zweiten, wird versucht diese Algorithmen auf bestimmte Klassen von nichtlinearen Systemen auszuweiten.

(2) Es gab eine Reihe von Vorträgen zu dem Gebiet der Identifikation im „Closed Loop“. Dieses Gebiet erhält seine Bedeutung dadurch, daß vielfach Regelstrecken in geregelten Systemen identifiziert werden müssen und daß die klassischen Verfahren bei Rückkopplung Schwächen aufweisen. Speziell standen hier auch Fragen des Verhaltens von Subspace Identifikationsalgorithmen in closed loop zur Diskussion.

(3) Nichtstochastische Ansätze zur Identifikation von Systemen, wie etwa „Set Membership Identification“, finden in der letzten Zeit vermehrte Aufmerksamkeit.

(4) Eine sehr vitale „Subkultur“ im Bereich der Systemidentifikation beschäftigt sich mit der Modellierung und der Identifikation mit Hilfe von Laguerre- und Kautzreihen. Durch diese Form der Modellierung kann apriori-Wissen über Pole von Transferfunktionen inkorporiert werden und dadurch die Effizienz des Identifikationsverfahrens erhöht werden.

(5) Ein rasch wachsendes und sehr wichtiges Gebiet ist die Identifikation von nichtlinearen Systemen. Dieses Gebiet zerfällt je nach den Klassen von nichtlinearen Systemen, die betrachtet werden in sehr unterschiedliche Teilgebiete, wie etwa bilineare Systeme, neuronale Netze oder Systeme mit einer Volterra Reihendarstellung.

Es gab eine Reihe von sehr interessanten anwendungsorientierten Sessionen. Ein mir besonders interessant erscheinender Aspekt ist dabei, daß, neben den klassischen Anwendungsgebieten von Kontrolltheorie und Systemidentifikation, zunehmend neue Gebiete integriert werden.

So gab es etwa Sessionen über die Modellierung und Kontrolle von Abwasser, über Bewässerungssysteme oder über Prognose von elektrischer Last. Diese Hereinnahme von neuen Anwendungsgebieten ist nach Erachten des Verfassers, ein guter Indikator für die Vitalität des Forschungsgebietes.

Insgesamt ist zu sagen, daß ECC 99 sicher einer der großen Höhepunkte bei den einschlägigen Konferenzen des Jahres 1999 war, und daß diese Tagung einen guten Eindruck über Entwicklungsstand und Dynamik des Gebietes, sowohl was Theorien und Methoden, aber auch was Anwendungen in diversen Feldern betrifft, gegeben hat.

Manfred Deistler

Grundgebiete der Elektrotechnik, Band 1: Stationäre Vorgänge, 6. Auflage

A. Führer, K. Heidemann, W. Nerretter

273 Seiten, 484 Abbildungen, 55 durchgerechnete
Beispiele und 141 Aufgaben samt Lösungen.
Carl Hanser Verlag, München und Wien, 1997, geheftet.

Das Lehrbuch beginnt mit einfachsten elektrotechnischen Sachverhalten und dringt allmählich zu tieferen Problemen vor. In gleicher Weise steigert sich auch der mathematische Aufwand. Solcherart läßt sich ein großer Kreis von Lesern und Studenten erschließen, von Höheren Technischen Lehranstalten über Fachhochschulen bis Technischen Universitäten.

Der Inhalt reicht von elektrischem Strom und Potential zu Zweipolen, Knoten- und Maschensatz, Vierpolen, Analyse von Netzwerken, zu elektrischem Feld, magnetischem Feld mit Kraftwirkung, Durchflutungsgesetz, magnetischen Kreisen. Ausgeführt wird auch Elektrizitätsleitung in Festkörpern, Transistoren, Flüssigkeiten, Vakuum und Gasen.

Die zahlreichen Bilder von einprägsamer Einfachheit sind ein wichtiges didaktisches Element.

Jedes Kapitel beginnt mit einer Darstellung der Ziele, über die Fähigkeiten nach Aneignung des Wissens; und es schließt mit Fragen zur Selbstkontrolle des Lernerfolges.

Alles in allem ein empfehlenswertes Buch.

A. Weinmann

Handbuch der MESSTECHNIK

Herausgeber
Jörg Hoffmann

752 Seiten mit 819 Bildern und 92 Tabellen

ISBN 3-446-21123-3

Carl Hanser Verlag München Wien, 1999

Die moderne Meßtechnik ist durch immer kürzere Innovationszyklen geprägt. Das betrifft vor allem die Sensorik und die rechnergestützte Meßwertverarbeitung. Die moderne Meßtechnik bildet eine der Grundlagen der Automatisierungstechnik.

Kenntnisse auf diesem Gebiet sind daher heute auf fast allen, insbesondere den Ingenieur- und naturwissenschaftlichen Fachgebieten erforderlich. Dieses Taschenbuch wendet sich daher an einen entsprechend großen Leserkreis: Studenten, Schüler, Wissenschaftler, Ingenieure und Techniker, die im Studium, Beruf oder Weiterbildung mit meßtechnischen Aufgabenstellungen konfrontiert werden.

Nach den Grundlagen der Meßtechnik folgen die elektrische und nichtelektrische Meßtechnik, die Meßelektronik, die Rechnerkopplung sowie die Meßwerkausgabe und -beurteilung. Die Abschnitte zur Sensorik sind dabei nach den zu messenden Größen gegliedert. Neu ist der Abschnitt Qualitätsmanagement in der Fertigung, wobei auf die Prüfplanung, Prüfdatenerfassung, Prüfdatenauswertung sowie das Prüfmittelmanagement eingegangen wird. Da es derzeit unmöglich ist auf einer beschränkten Seitenanzahl das Gesamtgebiet detailliert darzustellen, wurde daher Wert darauf gelegt Grundprinzipien und typisch in der Praxis häufig anzutreffende Lösungen darzustellen. Beschränkungen wurden hinsichtlich bei der nahezu unüberschaubaren Vielfalt an Variationen meßtechnischer Lösungen gemacht. Für diese wird auf ein umfangreiches, fachlich gegliedertes Literaturverzeichnis verwiesen.

Dieses Standardwerk der Meßtechnik ist in der vorliegenden Auflage der vorgenannten Zielgruppe wärmstens zu empfehlen.

Peter Kopacek

Produktdatenmanagement in der Fertigungsindustrie Prinzip – Konzepte - Strategien

Josef Schöttner

361 Seiten, mit 200 Abbildungen

ISBN 3-446-21152-7

Carl Hanser Verlag München Wien, 1999

In der durchgängigen Nutzung einmal generierter Daten der Produktentwicklung und -fertigung liegt ein hohes Rationalisierungspotential. Durch ihre logische Verknüpfung wird ein virtuelles Produktmodell erstellt, welches das Produkt strukturiert und vollständig geometrisch als auch technisch beschreibt. Der Produktionsfaktor Mensch ist im internationalen Vergleich sehr teuer. Der Kostendruck auf die Fertigungsindustrie nimmt stetig zu. Um dem zu begegnen, verlagern mehr und mehr Unternehmen ihre Produktionsstätten teilweise oder ganz in Länder mit vermeintlich günstigeren Produktionsfaktoren. Ob dieser Ansatz der richtige ist, wird sehr stark bezweifelt. Dadurch entsteht eine gewaltige Herausforderung für die Verantwortlichen in Management und Technik, wodurch neue Weichen für die Zukunft der Fertigungsindustrie zu stellen sind. Die Faktoren Flexibilität und Qualität sollen deutlich verbessert werden und die Potentiale in Entwicklung und Konstruktion sollen ausgeschöpft werden. Dazu ist es notwendig elektronische Produktdaten (PDM-System) in einer Arbeitsumgebung zu installieren, die die Potentiale des Produktionsfaktors Information in idealer Weise ausschöpft.

In diesem Handbuch werden erstmals umfassend die Möglichkeiten von PDM (**Produkt Daten Management**) aus der Sicht eines Praktikers erläutert. Er erklärt ausführlich dieses übergeordnete Organisationsinstrument, das alle produktrelevanten Daten von integrierten DV – Systemen versions- und statusbezogen verwaltet und bei Bedarf unter Beachtung aktueller Zugriffsrechte an autorisierte Anwender verteilt.

Um das Verständnis der komplexen Vorgänge beim PDM transparenter – und besser verständlich zu machen – werden vor allem die drei Hauptaspekte, die PDM ausmachen erklärt:

- Daten- und Dokumentenmanagement
- Prozeßmanagement
- Systemintegration

Harald Zebedin

Gerätekonstruktion in Feinwerktechnik und Elektronik

Prof.Dr.-Ing.habil.Dr.h.c. Werner Krause

599 Seiten, mit 505 Bildern und 230 Tafeln

ISBN 3-446-19608-0

Carl Hanser Verlag München Wien, 2000

Feinwerktechnische und elektronische Erzeugnisse müssen ein hohes technisches Niveau, erstklassige Qualität und einen konkurrenzfähigen Preis haben. Entwicklung und Konstruktion dieser Produkte sind daher sehr vielschichtig und ständig steigenden Anforderungen unterworfen. Der Konstrukteur muß seine Arbeit rationalisieren, um dieses Spannungsfeld zwischen Zeit, Kosten, Qualität und Funktionalität beherrschen zu können. In Verbindung mit der wachsenden Anzahl verfügbarer Forschungsergebnisse muß deshalb das Leistungsvermögen der betrieblichen Entwicklungs- und Konstruktionsbereiche bei zugleich sinkenden Zeiten und Kosten wesentlich gesteigert werden.

Das Buch bietet eine geschlossene Darstellung der Baugruppen- und Gerätekonstruktionen für den feinmechanischen, optischen und elektronischen Gerätebau. Diese Bereiche entwickeln sich außerordentlich schnell und deshalb kommt der Effektivierung wissenschaftlicher Arbeiten und der Automatisierung von Produktionsprozessen eine herausragende Bedeutung zu.

Dem Leser werden die erforderlichen Grundlagen des konstruktiven Entwicklungsprozesses sowie des funktionellen und geometrisch-stofflichen Aufbaus von Geräten vermittelt. Genauigkeit, Zuverlässigkeit und Schutz von Geräten und Umwelt spielen dabei eine besondere Rolle. Dabei wurde der Versuch unternommen, die enorme Vielfalt von Gerätefunktionen zu verallgemeinern und systematisiert als Zielstellung der konstruktiven Entwicklung darzustellen. Abschließend werden die in ihrer Bedeutung immer mehr zunehmenden Gebiete des Gerätedesign und der Verpackung von Geräten behandelt.

Der Inhalt vermittelt sowohl für in der Praxis tätige Ingenieure als auch für Studierende an Universitäten, Hoch- und Fachhochschulen die erforderlichen Grundlagen des konstruktiven Entwicklungsprozesses. Des weiteren werden wesentliche, Konstruktion, Herstellung und Einsatz der Produkte beeinflussende Faktoren der Genauigkeit und Zuverlässigkeit von Geräten dargestellt.

Harald Zebedin

Handbuch der Meß- und Automatisierungstechnik

Hans-Jürgen Gevatter (Hrsg.)

913 Seiten, mit 640 Abbildungen und 91 Tabellen

ISBN 3-540-59135-4

1999, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg

Das vorliegende Handbuch erhebt den Anspruch den Leser bei der Lösung von Aufgaben auf dem Gebiet der Entwicklung, der Planung und des technischen Vertriebes von Geräten und Anlagen der Meß- und Automatisierungstechnik zu unterstützen. Dabei wird der Begriff Bauelement sehr weit gefaßt und beinhaltet von den am Meßort einzusetzenden Meßumformern und Sensoren über Bauelemente und Geräte zur Signalverarbeitung, Stellglieder und Stellantriebe, elektromechanische Schaltgeräte und Hilfsenergiequellen. Dem Leser wird dadurch Unterstützung bei der Auswahl der optimalen Bauelemente für die jeweilige meß- und automatisierungstechnische Problemstellung gegeben. Besonderes Augenmerk liegt dabei auf den drei gängigen Hilfsenergiearten - elektrisch, pneumatisch und hydraulisch. Allerdings bleibt die Frage offen, inwieweit eine ausführliche Darstellung pneumatischer und hydraulischer Bauelemente für die Signalverarbeitung noch zeitgemäß ist. Weiters ist anzumerken, daß bei der Darstellung der Grundlagen der Regelungstechnik wenigstens nicht nur kurz auf die Darstellung in Form von zeitdiskreten Digitalsignalen (Differenzgleichungen etc.) eingegangen wird.

Alle Kapitel schließen mit einem ausführlichen Literaturverzeichnis, was dem Benutzer das Auffinden von Detailinformation erleichtert.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß das vorliegende Handbuch der Meß- und Automatisierungstechnik eine komprimierte Darstellung des erforderlichen Wissens zur Auslegung von Automatisierungstechnik darstellt.

Peter Kopacek

Controller-Area-Network

Grundlagen, Protokolle, Bausteine, Anwendungen

Konrad Etschberger (Hg.)

430 Seiten

ISBN 3-446-19431-2

Carl Hanser Verlag München Wien, 2000,

2., völlig überarbeitete Auflage

Sowohl für die Realisierung von Systemen der Produktionsautomatisierung, die Vernetzung von Steuereinheiten in Kraftfahrzeugen als auch für die Installation großer Gebäude ist der Einsatz von spezifischen Feldbussen heute Stand der Technik. Ursprünglich für die genannten Einsatzbereiche entwickelte spezifische Feldbuslösungen haben in der Zwischenzeit auch Eingang in zunächst nicht beabsichtigte Anwendungsbereiche gefunden. Insbesondere gilt das für CAN (Controller-Area-Network), das bei Personen- und Nutzfahrzeugen heute der Standard für die Vernetzung von Steuergeräten ist, aber auch im Bereich der industriellen Automatisierung inzwischen eine maßgebliche Bedeutung erlangt hat.

Dieses Buch legt im ersten Kapitel mit einer grundlegenden Übersicht über die wichtigsten Grundlagen der Datenkommunikation im Feldbereich den Grundstein für die folgende Einführung in die CAN-Technologie.

Im zweiten Kapitel wird auf die Datenübertragungsschicht (Schicht-2), das eigentliche CAN-Protokoll, eingegangen. Schwerpunkt dieses Kapitels sind das Prinzip der Busarbitrierung, der Aufbau von CAN-Nachrichten sowie die Verfahren der Fehlererkennung und -behandlung.

Die folgenden Kapitel widmen sich der physikalischen Schicht (Schicht-1) der Übertragung im CAN-Netz. Neben der Ankopplung von Busteilnehmern, der Realisierung von erweiterten Netzwerkstrukturen über Repeater, Bridges oder Gateways werden die Merkmale wie Signalcodierung, Bittiming und Bitsynchronisation dargestellt. In der Folge wird eine generelle Einführung in die Funktionalität von CAN-Protokollbausteinen und deren Realisierungsformen vermittelt. Die wichtigsten der heute am Markt angebotenen Protokoll- und Transceiverbausteine werden kurz vorgestellt.

Bei der Realisierung CAN-basierter Systeme stößt man sehr schnell auf Anforderungen, die von dem ISO-genormten Schicht-2-Protokoll („CAN-Protokoll“) noch nicht berücksichtigt sind. Daher widmet sich ein ausführliches Kapitel den wichtigsten auf CAN basierenden Protokollen der Anwendungsschicht (Schicht-7). Mit CAL (CAN Application Layer) von CiA (CAN in Automation) wird ein anwendungsunabhängiges Protokoll beschrieben, für das erprobte Softwarepakete am Markt verfügbar sind. Dieses Protokoll wird mit CANopen von CiA oder als Alternative mit DeviceNet von ODVA (Open DeviceNet Vendors Association) um eine standardisierte Beschreibung der anwendungsspezifischen Funktionalität sowie um standardisierte Systemdienste erweitert. Weiters wird das für den Nutzfahrzeugbereich wichtige, mit SAE1939 standardisierte Protokoll vorgestellt.

In zwei kurzen Kapiteln werden schließlich generelle Aspekte für den Entwurf und die Realisierung von CAN-Netzwerken aufgegriffen sowie CAN-Interfacekarten, verfügbare Entwicklungs- und Testhilfsmittel vorgestellt.

Das vorliegende Buch eignet sich somit sowohl für den Entwickler von CAN-Elementen und -Netzen, als auch für Anwender dieser Technologie.

Konrad Daichendt

Neue Konzepte von Servicerobotern zur Bewegung an Fassaden

Dr. Norbert Elkmann, 1999

Begutachter: O.Univ.Prof..Dr.Dr.h.c.mult. P. Kopacek
O.Univ.Prof..Dr.P. H. Osanna

Serviceroboter sind seit einigen Jahren weltweit ein Schwerpunkt der Roboterforschung. Ein wichtiges Einsatzgebiet für Serviceroboter ist die Gebäude- und Fassadeninstandhaltung. In dieser Arbeit werden Fassadenrobotersysteme konzipiert, die als Bewegungsplattform zu unterschiedlichen Instandhaltungsarbeiten wie der Reinigung eingesetzt werden können.

Im Rahmen der Arbeit werden anschließend an die Darstellung des Standes der Technik die Anforderungen an Fassadenroboter für den Einsatz an Gebäuden untersucht und definiert. Dabei wird der Schwerpunkt auf den praktischen Einsatz solcher Systeme gelegt. Die Anforderungen an Fassadenroboter sind eine definierte Bewegung und Positionierung des Roboters an bzw. auf der Fassade, die Möglichkeit einer Richtungskorrektur, die zuverlässige sensorische Erfassung von Fassadenmerkmalen zur Navigation des Roboters, die Überwindung von Hindernissen, die Absicherung des Roboters gegen Absturz und die Energie- und Medienversorgung. Zudem werden die wesentlichen Komponenten von Fassadenrobotern dargestellt und Lösungsansätze zu diesen wie der Kinematik, der Steuerungs- und Regelungstechnik, der Navigation, der Sensorik und der Medienversorgung erarbeitet. In diesem Zusammenhang werden die gebäudeseitigen Voraussetzungen analysiert, die den Ausgangspunkt für den Einsatz von Fassadenrobotern bilden.

Auf Basis der Anforderungen an Fassadenroboter werden für unterschiedliche Gebäude mit gewölbten bzw. kuppelförmigen Fassaden und Flachdächern Roboterkonzepte entwickelt und die unterschiedlichsten Einflußfaktoren seitens der Gebäude auf das Roboterkonzept dargestellt.

Aus den definierten Anforderungen für Fassadenroboter, der Analyse existierender Fassaden- und Kletterrobotersysteme und den vorab erstellten Konzepten wird ein modulares Fassadenrobotersystem entwickelt, das ein optimales und vielseitig einsetzbares Robotersystem für den Einsatz an einer Vielzahl von Fassaden mit minimalen Adaptionen darstellt. Das Robotersystem vereinigt die Vorteile unterschiedlicher Kinematikansätze. Das modulare Fassadenrobotersystem kann als Werkzeugträgersystem für unterschiedliche Anwendungen und zur Positionierung des jeweiligen Werkzeuges an der Fassade dienen.

Der Einsatz von Robotern an für Menschen schwer zugänglichen Fassaden eignet sich hervorragend für neuartige Servicerobotersysteme. Arbeiten an Fassaden stellen zudem ein typisches Einsatzfeld für Serviceroboter dar, da diese Arbeiten oftmals für den Menschen gefährlich und monoton sind und in schmutzigen Umgebungen stattfinden. Unter Berücksichtigung aller Anforderungen ist der Einsatz von Fassadenrobotern an einer Vielzahl von Fassaden umsetzbar.

Ein neues Simulationskonzept zur rechnergestützten Planung von Montagesystemen

Dr. Tomaz Perme

Begutachter: O.Univ.Prof..Dr.Dr.h.c.mult. P. Kopacek
Prof.Dr. D. Noe

Die steigende Komplexität zeitgemäßer industrieller Montagesysteme erfordert ein rechnerunterstütztes Planungssystem mit dem das Wissen, die Erfahrung, Kreativität und Intuition des Benutzers vorteilhaft genutzt werden können. Ein wesentlicher Teil der vorhandenen Planungssysteme stellt die Simulation dar, da nur diese eine Aussage über die "wirklichen" Eigenschaften eines Montagesystems schon in der Planungsphase treffen kann.

Das Hauptziel der vorliegenden Arbeit ist die Entwicklung eines Simulationspaketes (LASIMCO) - basierend auf einer Erweiterung der Petri-Netze-Theorie - zur rechnergestützten Planung von Montagesystemen. Das Paket stellt Programme für die Layouterstellung, automatische Modellgenerierung, Simulation (PN_EDIT und PN_EXE) und Berechnung von Montagestückkosten zur Verfügung. Alle Programme sind in das CAD Programmpaket AutoCAD 14 integriert.

Mit dem Programm für die Layouterstellung kann mittels vordefinierter und parametrisierter Bausteine (vorhandene Bausteinbibliothek) ein Layout einfach und benutzerfreundlich gezeichnet werden. Alle für die Simulation notwendigen Daten werden schon in dieser Phase in das Layout eingetragen und gespeichert. Daraus wird das Simulationsmodell anhand der erweiterten Petri-Netz-Theorie automatisch generiert. Aus den während des Simulationslaufes ermittelten statistischen Kenndaten (Durchlaufzeit, Durchsatz, Auslastung) und den Kosten des Montagesystems lassen sich die Montagestückkosten berechnen. Diese dienen zum Vergleich für die erarbeiteten Varianten.

Das Programm basiert auf dem Konzept der "virtuellen" Montage. Mittels einer Integration von Produkt-, Prozeß- und Fabriksmodellen wird dabei die Montage, statt in einem realen Montagesystem, in einem Rechner - d.h. virtuell - ausgeführt. Die Nachbildung und Simulation sowohl logischer als auch physischer Eigenschaften des zu untersuchenden Systems bilden eine Grundlage für diese Betrachtungsweise. Dazu ist die Theorie der Petri-Netze zu erweitern - die Realisierung erfolgt in den Programmen PN_EDIT und PN_EXE.

Neben einer detaillierten Beschreibung des entwickelten Konzeptes und des Simulationspaketes - einschließlich der erarbeiteten Erweiterungen und mathematischen Grundlagen, beinhaltet diese Arbeit erste industrielle Anwendungen des neuen Simulationswerkzeuges. Zum Abschluß wird ein Ausblick auf mögliche Anwendungen von LASIMCO zur Planung von Demontagesystemen gegeben.

Einsatz von Industrierobotern zur flexiblen Demontage

Dr. Gerald Hlavacek

Begutachter: O.Univ.Prof..Dr.Dr.h.c.mult. P. Kopacek
O.Univ.Prof..Dr.P. H. Osanna

In der heutigen Zeit stellt der Umweltschutz eines der am meisten diskutierten Themen dar. Obwohl der Umweltschutzgedanke sich anfangs nur schwer etablieren konnte, wird aufgrund des weltweit steigenden Abfallaufkommens, sowie der Verknappung natürlicher Rohstoffressourcen die Industrie und die moderne Gesellschaft gezwungen, nach ökologischen und ökonomischen Lösungen dieses Problems zu suchen. Durch die Verlängerung der Produktlebensdauer oder die Reduzierung des Werkstoffeinsatzes kann zwar der Zeitpunkt der Abfallentstehung und des Ressourcenverzehr hinausgezögert werden, aber eine Lösung der gesamten Umweltproblematik ist dadurch nicht möglich. Aus der Notwendigkeit, Abfälle zu vermeiden und damit Ressourcen zu schonen, hat sich daher als einzig mögliche Lösungsalternative das Recycling von technischen Gebrauchsgütern herausgestellt. In diesem Zusammenhang tritt die Demontage von Produkten als erster Schritt zu einem effizienten Recycling auf.

Im Rahmen der oben genannten Problematik liefert die vorliegende Arbeit, aufbauend auf dem Stand der Technik, Lösungsansätze und Realisierungsstrategien für eine Roboterdemontagezelle. Im Vordergrund steht dabei eine Suche nach Analogien und Übereinstimmung aus dem Bereich der Montage. Somit ist es möglich, auf Erfahrungswerte und Planungswerkzeuge der Montage zurückzugreifen.

In Anlehnung an die Montageplanung wird eine Systematik für die Planung und Realisierung von einer automatisierten und flexiblen Roboterdemontagezelle erarbeitet. Insbesondere bei der Lösungskonkretisierung wird eine Aufzählung aller notwendigen Anlagenkomponenten für eine Roboterdemontagezelle getroffen. Dabei liegt ein Hauptaugenmerk in der Aufstellung von allgemein gültigen Regeln für den Einsatz der einzelnen Komponenten. Anhand von Automatisierungsstrategien bei Montageanlagen werden hier Regeln und mathematische Formulierungen bzw. charakteristische Merkmale für die Bewertung der Automatisierbarkeit von Demontageaufgaben erarbeitet. Mit Hilfe dieser Regeln können Entscheidungshilfen für die Durchführung von Demontageprojekten gestaltet werden.

Neben der Hilfestellung bei Entwurf, Planung und Realisierung einer Roboterzelle, erfolgt eine Aufschlüsselung der speziellen Demontageanforderungen für die einzelnen Anlagenelemente. Dabei wird ein quantitativer Vergleich zur Montageplanung dargestellt. Dieser ermöglicht es, einen direkten Anforderungsunterschied zwischen der Montage und der Demontage zu erkennen. Mit diesem Anforderungsvergleich können auch die zu erwartenden Demontageprobleme schon bei der Planung abgeschätzt und notwendige Ansätze für etwaige Neuentwicklungen von Sonderkomponenten getroffen werden. Weiters werden in dieser Arbeit verschiedene Darstellungsformen und formale Beschreibungen der Demontageablaufplanung beschrieben und entworfen bzw. weiterentwickelt. Das Ergebnis ist die einfache Darstellung von Ablaufalternativen und die Ermittlung einer optimalen Demontagetiefe.

Environmental Management Decision Making with the Help of Neural Networks

Dr. Deniz Coskun

Begutachter: O.Univ.Prof..Dr.P. H. Osanna
O.Univ.Prof..Dr.Dr.h.c.mult. P. Kopacek

Es besteht ein starkes öffentliches Interesse am Umweltschutz. Wir lesen beinahe täglich über regionale und weltweite Umweltschäden. Der gewöhnliche Bürger hat jedoch wenig bis gar keine Möglichkeiten, sich an den relevanten umweltpolitischen Entscheidungs- und Informationsprozessen zu beteiligen. So sind beispielsweise die Vereinigten Staaten der weltgrößte Umweltverschmutzer. Gleichzeitig gehören die USA zu den Ländern, die besonders innovative Technologien am Umweltschutzsektor exportieren. Amerikanische Unternehmen waren auch die ersten, in den 70er Jahren die Umweltmanagementsysteme in ihrer Unternehmensstruktur verankert haben. Sind die Vereinigten Staaten aber deswegen als "umweltfreundlich" zu bezeichnen?

1993 wurde auf der Konferenz von Rio de Janeiro die Agenda 21 beschlossen: Sie enthielt das Bekenntnis zur nachhaltigen Entwicklung, entsprechende Richtlinien zur Umsetzung und Reduktionsziele für die globale CO₂-Belastung. Fünf Jahre später war die Klimakonferenz von Kyoto ein weiterer Wendepunkt globaler Umweltpolitik. Auf der Konferenz von Rio haben namhafte Wissenschaftler und Politiker eine Woche lang über die Ressourcenoptimierung diskutiert. Nach Rio de Janeiro wurde aber 4 Prozent mehr CO₂ emittiert und die Artenvielfalt hat jährlich um 0,5-1 Prozent abgenommen. Fünf Jahre nach Rio, auf der Klimakonferenz von Kyoto mußten erneut Maßnahmen zur CO₂-Reduktion beschlossen werden.

Diese bilateralen Beispiele zeigen die Komplexität umweltpolitischer Entscheidungsprozesse und die Notwendigkeit, genauere und zuverlässigere Bewertungsmethoden in diesem Bereich zu entwickeln. Die bisherigen Ansätze zur Bewertung und die daraus abgeleiteten politischen Richtlinien beinhalten oft Ungenauigkeiten und Fehlerquellen.

Die Erstellung von Ökobilanzen ist ein wichtiges Werkzeug, negative Umweltauswirkungen von Produkten oder Prozessen zu verringern. Durch den Einbau von Fehlererkennungsmethoden in Ökobilanzen (ISO 14040 ff) kann deren Aussagekraft verbessert werden. Ein erster Ansatzpunkt dieser Arbeit ist, daß die Verwendung von Umweltgütern (Luft, Wasser, etc.) sogar in einer profitorientierten Wirtschaft optimierbar ist. Hauptzweck dieser Arbeit ist es, die Ungenauigkeiten und die Fehlerquellen in existierenden Umweltmanagement-Bewertungsmethoden und Entscheidungsprozessen aufzuzeigen.

Diese Dissertation enthält den Vorschlag, neurale Netzwerke in Ökobilanzen zu implementieren. Insbesondere die Erhebung und Bearbeitung von Umweltdaten und die Komplexität von Aggregation wurden dahingehend untersucht. Die Ergebnisse zeigen, daß es dadurch möglich ist, besonders in der Wirkungsabschätzung (ISO 14043 LCA - Impact Assessment) rasche und zuverlässige Resultate zu erzielen. Weitere Entwicklungsmöglichkeiten stellen der Einsatz von Fuzzy Logic in der Charakterisierung von Systemen und die Verwendung von mehreren Input-Output-Dateien dar.

Systemtechnische Untersuchung des Strömungsverhaltens im Gehäuse einer Pelton turbine mittels videotechnischer Aufnahmeverfahren mit besonderer Berücksichtigung des Steuer- und Regelverhaltens

Dr. Sigmund Pfingstmann

Begutachter: O.Univ.Prof..Dr.H.-B. Matthias
O.Univ.Prof..Dr.Dr.h.c.mult. P. Kopacek

Auf Grund von Erfahrungen und Forschungen am Institut für Wasserkraftmaschinen und Pumpen der TU-Wien zeigte sich, daß bei Peltonanlagen in der Vergangenheit oft zuwenig auf das Zusammenspiel des Systems Düse-Laufrad-Gehäuse Rücksicht genommen wurde. Durch das zunehmende Alter der meisten Peltonanlagen stellt sich nun vermehrt die Frage nach Revitalisierungsmöglichkeiten. Die Düsen werden meist in regelmäßigen Abständen gewartet und das Laufrad wird auf Grund fortschreitender Entwicklung in der Hydraulik eventuell erneuert.

Die Motivation für die vorliegende Arbeit bestand nun darin, ein geeignetes Instrument zur Untersuchung des vorher erwähnten Systems Düse-Laufrad-Gehäuse zu entwickeln und besonders auf dem Gebiet des Strömungsverhaltens im Gehäuse Untersuchungen anzustellen.

Es wurde daher ein zweidüsiger Peltonversuchsstand mit transparentem Gehäuse aufgebaut, bei dem auch die Strömungen im Gehäuse videotechnisch dokumentiert werden konnten. Sämtliche Einrichtungen zur Messung, Steuerung und Regelung wurden neu adoptiert und die entsprechenden mathematischen Modelle und Programme für eine Automatisierung entwickelt. Auch für die Auswertung der gewonnenen Daten wurden neue Programme erstellt.

Weiters wurden Gehäusevariationen untersucht und analysiert. Durch die gewonnenen Daten und Videoaufnahmen bekommt man Einblick in die Strömungsverhältnisse in Gehäusen von Pelton turbinen in Abhängigkeit vom Betriebszustand, wobei besonderer Wert darauf gelegt wurde, auch Betriebszustände außerhalb des optimalen Bereichs zu untersuchen.

Ein Institut stellt sich vor:

Institut für Handhabungsgeräte und Robotertechnik der Fakultät Maschinenbau an der TU Wien

Das Institut für Handhabungsgeräte und Robotertechnik wurde am 4. Jänner 1990 gegründet und nahm am 1. März 1990 seine Tätigkeit auf. Es ist derzeit in der Favoritenstraße 9-11, A-1040 Wien auf einer Fläche von 700 m² untergebracht.

Das Institut beschäftigt sich sowohl von der theoretischen als auch von der praktischen Seite mit dem Fachgebiet der Roboter- und Handhabungssysteme im weitesten Sinne. Theoretische Untersuchungen beziehen sich auf die Kinematik und Kinetik von Industrierobotern sowie die Anwendung fortgeschrittener Regelalgorithmen. Weitere Arbeitsschwerpunkte sind Mobile Robotersysteme, Roboter in der Medizin und in der Vergnügungsindustrie, Verfahren zur Bilderkennung, praktische Anwendungen der Methoden der Künstlichen Intelligenz sowie „Multi - Agent - Systems“.

Breiten Raum nimmt der Einsatz von Industrierobotern in der österreichischen Industrie - und hier vor allem in Klein- und Mittelbetrieben, insbesondere für Montage- und Demontageaufgaben, ein. Da diese Geräte üblicherweise in Verbindung mit CIM-Konzepten eingesetzt werden, wird auch dieses Gebiet bearbeitet.

Das Institut bietet darüber hinaus Lehrveranstaltungen zu aktuellen Gebieten der Automatisierungstechnik an und ist zusätzlich für die Ausbildung der Maschinenbaustudenten in Grundlagen der Informatik verantwortlich. Sehr viele Lehrveranstaltungen werden auch in englischer Sprache angeboten, da dies von den Studenten immer mehr gefordert wird. Unter den vielen am Institut angefertigten Diplomarbeiten und Dissertationen sind auch einige in englischer Sprache.

Darüber hinaus bemüht sich das Institut den Studenten Vorlesungen von angesehenen Gastprofessoren zu bieten, damit die zukünftigen Techniker durch „Praktiker“ einen Einblick in den neuesten Stand der Technik und den Aufbau von Industrieunternehmen bekommen.

Forschungstätigkeit:

Das Institut hat es sich zur Aufgabe gemacht auf theoretischen Gebieten der Robotertechnik nur insofern tätig zu werden, als dies für die industrielle Anwendung zukunftssträftig erscheint. Es sollen einerseits Forschungsergebnisse für die Industrie nutzbar gemacht werden und diese durch eigene Arbeiten ergänzt werden. Hauptstoßrichtung sind dabei Klein- und Mittelbetriebe. Daraus ergeben sich folgende Forschungsschwerpunkte:

- Kinematik und Kinetik von Industrierobotern
- *Fortgeschrittene* Regelalgorithmen (Fuzzy und Neuronale Netze)
- Optimale Roboterbahnen
- Sensoren (Mikrosysteme)
- Roboter in CIM Konzepten
- Montage und Demontage mit Industrierobotern
- „Low Cost“ Bilderkennung – und Verarbeitung

- Montagegerechte Konstruktion
- Methoden der künstlichen Intelligenz in der Robotik
- Soziale und kulturelle Aspekte der Robotertechnik
- *Low cost* Automatisierung
- Mobile Roboter
- Kooperierende Roboter
- Serviceroboter (Medizin, Vergnügungsindustrie)
- Mobile, autonome Agentensysteme (MAS)

Zusätzlich werden auf systemtechnischem Gebiet Forschungen in folgenden interdisziplinären Richtungen betrieben:

- Systemtechnische Methoden zur Konfliktforschung
- Kulturelle Aspekte der Automatisierungstechnik

In Zusammenarbeit mit der Österreichischen Gesellschaft für System- und Automatisierungstechnik werden folgende Gebiete behandelt:

- Recyclinggerechtes Konstruieren
- Semiautomatische Demontage
- Lehrsystem Regelungstechnik

Sonstige Aktivitäten:

Der **Aus- und Weiterbildungslehrgang „Engineering Management“** wird seit 1995 jährlich gemeinsam mit der Oakland University, Rochester (MI), USA, durchgeführt. Dieses Programm zielt darauf ab Persönlichkeiten mit interdisziplinärer Ausbildung in den Fachbereichen Wirtschaft, Recht und Technik als flexible, kompetente Engineering Manager für die Unternehmen auszubilden. Erfolgreiche Absolventen erhalten nach Abschluß des Lehrganges ein Zeugnis der TU Wien und der Oakland University sowie den Titel „Master of Science in Engineering Management“ der Oakland University.

Das Institut betreut den **„IFAC (International Federation of Automatic Control) Beirat Österreich“**. Im Rahmen dieser Tätigkeit erscheint die Zeitschrift **„International Journal Automation Austria – IJAA“**.

Ziel dieser Vereinigung ist es, die Automatisierungstechnik im weitesten Sinn sowohl in der Theorie als auch in der Praxis zu fördern. Die IFAC beschäftigt sich auch mit den Auswirkungen der Regelungstechnik auf die Gesellschaft. Dazu unterhält sie Verbindungen zu anderen nationalen und internationalen, nicht regierungsgebundenen Organisationen und Vereinigungen. Sie verfolgt ihre Ziele u.a. durch das Organisieren von Workshops, Symposien und Kongressen, bei denen die neuesten Erkenntnisse der Automatisierungstechnik vorgetragen werden.

1999 wurde gemeinsam mit dem „Institut für Wasserkraftmaschinen und Pumpen“ und dem „Institut für Fertigungstechnik, Abteilung Austauschbau und Meßtechnik“ sowie der Österreichischen Gesellschaft für System- und Automatisierungstechnik und der

Firma Sony International, Environmental Center Europe, das „**Department for Sustainable Development & Business**“ an der TU-Wien gegründet. Ziel ist die Förderung des Gedankens des „nachhaltigen Wirtschaftens“, der Abwicklung gemeinsamer Projekte sowie eine praxisnahe Ausbildung der Studenten durch Vorlesungen von fach einschlägigen Gastprofessoren.

Das Institut organisierte auch mehrere **Konferenzen** und **Veranstaltungen** bzw. nahm an diversen Veranstaltungen mit „**Roboterfußball**“ teil.

Publikationen: Seit der Gründung des Instituts Anfang 1990 wurden ca. 200 Beiträge zu Konferenzen und für Fachzeitschriften verfaßt, sowie zahlreiche Fachvorträge gehalten. Darüber hinaus wurden Bücher publiziert bzw. fungierte das Institut als Herausgeber.

Kooperationen: Das Institut betreut Studenten, Austauschprogramme mit der Oakland University in Rochester, MI, der University of Waterloo (Kitchener, Ontario), University of North Carolina (Charlotte; NC) sowie der University Hawaii (Manoa, Hawaii). Bisher machten 12 Studenten der TU Wien Gebrauch von diesem Angebot und umgekehrt kamen bisher drei Studenten aus USA für ein Semester an die TU Wien.

Organisation von internationalen Tagungen: Das Institut organisierte sowohl von wissenschaftlicher als auch von administrativer Seite in den letzten drei Jahren folgende Tagungen:

IFAC Workshop „Manufacturing Systems: Modeling, Management and Control – MIM’97, 3.-5. Februar 1997, Wien

13. Österreichischer Automatisierungstag, 16.10.1997, Wien

Roboterfußball Europa-Cup 24.-26.4.1998, Wien

1st IFAC Workshop on „Intelligent Assembly and Disassembly – IAD’98“, 21.-23. Mai 1998, Bled, Slowenien

IEEE International Conference on „Intelligent Engineering Systems – INES’98, 17.-19. September 1998, Wien

Vertreter in internationalen Gremien: Mitarbeiter des Instituts vertreten Österreich in folgenden internationalen Gremien:

IFAC – International Federation of Automatic Control

IFIP – International Federation for Information Processing

IFR – International Federation of Robotics

IARP – International Advanced Robotics Programme

Institut für Handhabungsgeräte und Robotertechnik/E318

Technische Universität Wien

Favoritenstraße 9-11

A-1040 Wien

Tel.: +43.1.58801-31801

FAX: +43.1.58801-31899

Email: e318@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at

6th IFAC Symposium on
Robot Control SYROCO 2000

September 21 - 23, 2000
Vienna University of Technology / Vienna, Austria

SYROCO'2000 will cover the whole range of areas in the field of robot control including mobile robots. Contributions on basic research as well as on relevant applications will be welcome. A non limitative list of topics is the following:

- | | |
|---|---|
| <ul style="list-style-type: none">▪ Robot control techniques (adaptive, robust, learning ...)▪ Modeling and identification▪ Control based on proximity, range or vision sensing▪ Control design and architectures▪ Control of discrete / continuous-time robotic systems▪ Force and compliance control▪ Grasp control▪ Non-holonomic robotic systems | <ul style="list-style-type: none">▪ Flexible robots▪ Mobile robots, walking robots▪ Teleoperation and man / machine dynamic systems▪ Multi-Robot-Systems, cooperative robots▪ Humanoid robots▪ Micro robots▪ Applications: space, underwater, civil engineering, surgery, entertainment, mining, etc. |
|---|---|

English will be the official language throughout the symposium. No simultaneous translation will be provided.

For further information please visit the symposium homepage at
<http://www.ihrt.tuwien.ac.at/SYROCO/>

or contact:

*O.Univ.Prof. Dr. Dr.h.c.mult. Peter Kopacek
Institute for Handling Devices and Robotics
Vienna University of Technology
Favoritenstraße 9-11, A-1040 Vienna, AUSTRIA
Tel: +43-1-58801-31801, Fax: +43-1-58801-31899
E-mail: syroco@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at*



XVI IMEKO WORLD CONGRESS

Measurement

- Supports Science
 - Improves Technology
 - Protects Environment
- ... and Provides Employment Now and in the Future

ISMCR'2000 September 28-30, 2000 Vienna, AUSTRIA

"Advanced Robot Systems and Virtual Reality"

Organized as Post-Congress Workshop of XVI IMEKO World Congress

Organized by:

IMEKO Technical Committee on Measurement in
Robotics (TC 17) and

INSTITUTE FOR HANDLING DEVICES
AND ROBOTICS (IHRT) – Vienna
University of Technology

in cooperation with:

Austrian Society for Measurement and Automation
ÖGMA

Conference Secretariat:

Institute for Handling Devices and Robotics (IHRT)
A-1040 Vienna, Favoritenstraße 9-11, AUSTRIA
Tel: +43 1 58801-31801 /
FAX: +43 1 58801-31899
E-mail: E318@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at

IMPORTANT DATES:

May 15, 2000 Submission of abstracts
June 15, 2000 Notification of acceptance
July 31, 2000 Submission of full papers

Scope of Conference:

- Robot Vision
- Autonomous Mobile Robots
- Multi-Robot Systems
- Industrial Applications
- Service Robots
- Walking and Climbing Robots
- Robot Calibration
- Sensor Systems
- Programming, Simulation
- Intelligent Assembly and Disassembly
- Methods of Artificial Intelligence in Robotics
- Robot Kinematics
- Robot Applications
- Advanced Applications

Conference Chair:

P. KOPACEK, A
S. TACHI, JP
P.H. OSANNA, A

Local Organizing Committee:

P. KOPACEK, A (Chairman)
N.M. DURAKBASA, A
G. FÜRNSINN, A
M.-W. HAN, A
I. NEMETZ, A
P.H. OSANNA, A

Further information:

<http://www.ihrt.tuwien.ac.at/IMEKO/>

10th IFAC Symposium on
**INFORMATION CONTROL IN MANUFACTURING
INCOM'01**

September 20 - 22, 2001
Vienna University of Technology, Vienna, Austria

The general purpose of the IFAC Symposium on *INFORMATION CONTROL IN MANUFACTURING* is to point up international researches and developments on advanced information technologies used to integrate Manufacturing Systems and referring to the **Product System**, the **Technical System**, the **Human System** and their relationships. Moreover, the particular objective of this symposium is to consider Industrial Engineering in general, to federate the different concepts, theories, methodologies, methods, models, languages and tools, usually separately applied to Process Systems, Discrete Object Systems, Intelligent Manufacturing Systems,

This symposium will mainly focus on topics about Integration in Manufacturing based on:

- | | |
|---|--|
| <ul style="list-style-type: none">▪ Production Integrated System Engineering▪ Advanced Automation Engineering▪ Intelligent Manufacturing Systems and Equipments▪ Information Technology for Integration in Manufacturing | <ul style="list-style-type: none">▪ Industrial System Safety▪ Education and Training in Industrial System Engineering▪ Emerging Technologies for Advanced Manufacturing▪ Technical Management for Enterprise Business Integration |
|---|--|

English will be the official language throughout the symposium. No simultaneous translation will be provided.

For further information please visit the symposium homepage at
<http://www.ihrt.tuwien.ac.at/INCOM/>

or contact:

*O. Univ. Prof. Dr. Dr. h. c. mult. Peter Kopacek
Institute for Handling Devices and Robotics
Vienna University of Technology
Favoritenstraße 9-11, A-1040 Vienna, AUSTRIA
Tel: +43-1-58801-31801, Fax: +43-1-58801-31899
E-mail: kopacek@ihrtnt.ihrt.tuwien.ac.at*

<i>Datum</i>	<i>Veranstaltung</i>	<i>Ort</i>	<i>Weitere Informationen erhältlich bei:</i>
15.-17.6.2000	7 th IFAC Symposium on Automated System Based on Human Skill – Joint Design of Technology and Organization	<i>Aachen German</i>	VDI/VDE GMA IFAC-NMO Seretariat; POB 10 11 39 D-40002 Düsseldorf, Germany FAX: +49.211.6214 161 e-mail: rosenzweig.vdi.de http://www.vdi.de/gma/gma_e-htm
21.-23.6.2000	12 th IFAC Symposium on System Identification SYSID 2000	<i>Santa Barbara CA, USA</i>	SYSID 2000 Secretariat Dept. of El. & Comp. Engineering UCSB, Santa Barbara, CA, 93106, USA FAX: +1.805.893 3262 e-mail: sysid2000@ece.ucsb.edu http://www.ece.ucsb.edu/ccec/SYSID2000
28.-30.6.2000	American Control Conference . ACC2000	<i>Chicago IL, USA</i>	Prof. A. Haddad, AACC Secretariat Dept. of ECE, North Western Univ. 2145 Sheridan Road, Evanston, IL60208-3118 FAX: +1.647.7491 4456 e-mail: acc00@ece.nwu.edu http://che.vil.edu/acc.2000/acc.html
5.-7.7.2000	IFAC Conference Technology Transfer in Developing Countries Automation in Infrastructure Creation	<i>Pretoria South Africa</i>	Prof. Ian K. Craig Dept. of Electrical and Electronic Engg. University of Pretoria, Pretoria, South Africa FAX: +27.12.362 5000 e-mail: icraig@postino.up.ac.za http://www.ee.up.ac.za/decom/
5.-8.7.2000	IFAC/(IFIP/IEEE) 2 nd Conference Management and Control of Production and Logistics – MCPL'2000	<i>Grenoble France</i>	Prof. B. Descotes-Genon LAG, ENSIEG-INPG, BP 46 F-38402 Saint Martin-d'Herès-Cedex, France FAX: +33.04.76826388 e-mail: mcpl@lag.ensieg.inpg.fr http://www-lag.ensieg.inpg.fr/conferences/mcpl2000

<i>Datum</i>	<i>Veranstaltung</i>	<i>Ort</i>	<i>Weitere Informationen erhältlich bei:</i>
12.-14.7.2000	IFAC Conference Manufacturing Modelling, Greece Management and Control – MIM 2000	<i>Patras</i> <i>Greece</i>	Prof. Peter Groumpos El. & Computer Engg.; Lab. For Automation & Robotics GR-26500 Rion Patras, Greece FAX: +30.61.1997309 e-mail: groumpos@ee.upatras.gr
21.-23.9.2000	IFAC Symposium Robot Control SYROCO 2000	<i>Vienna</i> – <i>Austria</i>	Institute for Handling Devices and Robotics Favoritenstraße 9-11; A-1040 Vienna, Austria FAX: +43.1.58801 31899 e-mail: syroco@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at http://www.ihrt.tuwien.ac.at/SYROCO/
25.-28.9.2000	XVI IMEKO World Congress -IMEKO 2000	<i>Vienna</i> <i>Austria</i>	Abt. Austauschbau und Messtechnik (AuM) Karlsplatz 13/3113; A-1040 Vienna, Austria FAX: +43.1.58801 31196 e-mail: imeko@mail.ift.tuwien.ac.at http://www.imeko2000.at
28.-30.9.2000	Advanced Robot Systems and Virtual Reality ISMCR'2000	<i>Vienna</i> – <i>Austria</i>	Institute for Handling Devices and Robotics Favoritenstraße 9-11; A-1040 Vienna, Austria FAX: +43.1.58801 31899 e-mail: ismcr@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at http://www.ihrt.tuwien.ac.at/IMEKO/
17.-19.12.2000	IFAC/IEEE Symposium 5 th Advances in Control Education – ACE2000	<i>Gold Coast</i> <i>Australia</i>	Dr. Ljubo Vlacic School of Microelectronic Engg. Griffith University, Nathan, Qld. 4111, Australia FAX: +61.7.3875 5384 e-mail: ace2000@me.gu.edu.au http://www.gu.edu.au/centre/icsl/ace2000/
20.-22.9.2001	IFAC(IFIP/IFORS/IFR) Symposium Information Control Problems in Manu- facturing Technologies – INCOM'2001	<i>Vienna</i> <i>Austria</i>	Prof. Dr. Peter Kopacek Institute for Handling Devices and Robotics Favoritenstraße 9-11; A-1040 Vienna, Austria FAX: +43.1.58801 31899 e-mail: kopacek8@ihrtnt.ihrt.tuwien.ac.at

Ausschreibung
des
Fred Margulies-Preises
für Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der
Automatisierungstechnik
mit besonderer Berücksichtigung der sozialen Aspekte

Anlässlich des zehnjährigen Bestehens des IFAC-Beirates Österreich wurde von diesem zusammen mit der Gewerkschaft der Privatangestellten der Fred-Margulies-Preis ins Leben gerufen. Dieser Preis wird jährlich (2000 zum sechsten Mal) für hervorragende österreichische Arbeiten auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik, möglicherweise mit besonderer Berücksichtigung der sozialen Aspekte verliehen. Kriterien für die Bewertung sind im wesentlichen Innovationsgehalt, Wissenschaftlichkeit, wirtschaftliche Bedeutung sowie Interdisziplinarität des Ansatzes und soziale Relevanz. Der Preis in der Höhe von

öS 60.000,-- pro Jahr

wird je zur Hälfte von den beiden Stiftern geleistet und von einer Jury vergeben, welcher neben Persönlichkeiten aus Wissenschaft und Wirtschaft auch Vertreter der Gewerkschaft angehören. Der Fred Margulies-Preis wird im Rahmen eines Festaktes, voraussichtlich im Oktober 2000, verliehen. Ort und genauer Zeitpunkt werden noch bekannt gegeben.

Eingereicht können Studien (auch Diplomarbeiten und Dissertationen) werden, welche innerhalb der letzten 5 Jahre in Österreich abgeschlossen wurden. Diese Arbeiten sind bis spätestens 31. Juli 2000 in einfacher Ausfertigung zusammen mit einer Kurzfassung (max. 10 Seiten) beim

Generalsekretariat des IFAC-Beirates c/o Institut für Handhabungsgeräte- und Robotertechnik) der Technischen Universität, Favoritenstraße 9-11, 1040 Wien
einzureichen.

Für weitere Anfragen steht das Sekretariat des IFAC-Beirates unter obiger Adresse zur Verfügung.