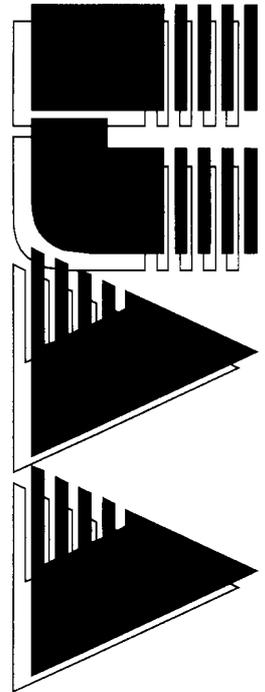


# INTERNATIONAL JOURNAL

HEFT 2

Jg. 11, (2003)

# AUTOMATION AUSTRIA



## INHALT

Seite

WEINMANN, A.: Norm-Limited $H_2$ Output State Controller	76
HORN, M.; SCHRIEBL, M.; UNGER, E.; DOURDOUMAS, N.: Konzept zur digitalen Lageregelung von Drosselklappen bei Ottomotoren	90
VIEHWEIDER, A.: Backstepping – Ein Rekursives Entwurfsverfahren für den Nichtlinearen Regelungsentwurf. Teil 2: Ein Hybrider Robuster Ansatz zur Regelung von Manipulatoren	104
10 JAHRE IJAA	119
SCHLAGLICHTER	121
DISSERTATIONSKURZFASSUNGEN	127
TWO ERRATA	130
VERANSTALTUNGEN	131

# Norm-Limited $H_2$ Output State Controller

Alexander WEINMANN, Senior Member IEEE, OVE

Vienna University of Technology, Institute of Automation and Control

Gusshausstrasse 27-29/376

A-1040 Vienna / Austria

Phone: +43 1 58801 37600; Fax: +43 1 58801 37699

email: `weinmann@acin.tuwien.ac.at`

Manuscript received June 15, 2003

## Abstract:

*Optimum output feedback control is modified by including the norm of the output state controller to reduce the high-frequency noise influence on the actuating variable, to avoid peaks in the actuating variable and to limit the entries as used in fixed-point microprocessors. The Frobenius norm or any other norm of the output feedback controller can be applied.*

**Keywords:**  $H_2$  controller, output controller, controller norm restriction

## 1 Introduction

The original state feedback and output  $H_2$  controllers are well established in control theory (*Levine, W.S., et al. 1971; Kuo, B.C., 1980; Chung, L.L., et al. 1989; Lin, C.C., 1996*). In addition, emphasis was put on several supplements, e.g. disturbance rejection

and robustness (Doyle, J.C. et al. 1989). A gain index for moderating the gain was introduced in Askarpour, S., et Owens, T.J., 1998. Norm-limited state controllers were presented in Weinmann, A., 2001; 2002.

This paper describes the design of a relaxed static output feedback controller starting from classical H<sub>2</sub> or LQG controller (Levine, W.S., and Athans, M., 1970; Föllinger, O., 1986). The LQR problem is subject to a gain matrix controller on the output feedback along with a constraint of the controller Frobenius norm.

The problem of controller norm constraining is also a problem of constraining the influence of the output signal noise on the actuating variable. The general idea of constraining is useful,

- first from the point of view of constraining the high-frequency measurement noise which is amplified through to the controller output and
- second because many control systems have practical limitations on the controller gains determined by the chosen hardware implementations.

The influence of the initial conditions is taken into consideration in another paper (Weinmann, A., 2004).

A related topic was published in Weinmann, A., 2001, where the H<sub>2</sub> norm of the controller matrix  $\mathbf{K}(s)$  in frequency domain is limited; in Weinmann, A., 2002 the state controller matrix is constrained.

## 2 Derivation and main result

Consider the multivariable system in Fig. 1

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad \in \mathcal{R}^n \quad (1)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad \in \mathcal{R}^r \quad (2)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}_y \mathbf{y} = \mathbf{K}_y \mathbf{C}\mathbf{x} \quad \in \mathcal{R}^m \quad (3)$$

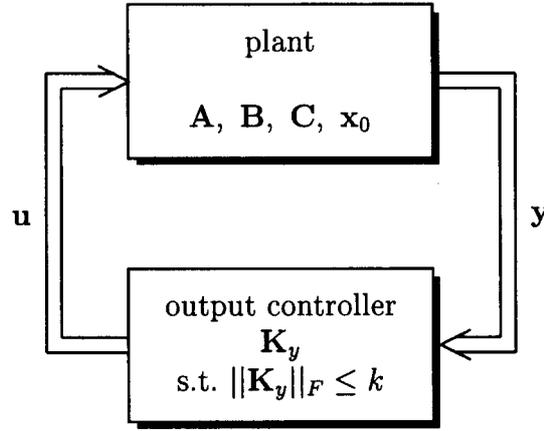


Figure 1: General plant and output controller with limited norm

$$\mathbf{x} = \exp[(\mathbf{A} + \mathbf{BK}_y\mathbf{C})t] \mathbf{x}_0 \quad (4)$$

$$\mathbf{A} \in \mathcal{R}^{n \times n}, \mathbf{B} \in \mathcal{R}^{n \times m}, \mathbf{C} \in \mathcal{R}^{r \times n}, \mathbf{K}_y \in \mathcal{R}^{m \times r}. \quad (5)$$

Minimizing the index of performance

$$I = \int_0^{\infty} (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (6)$$

the optimum output controller  $\mathbf{K}_y$  is given by interdependent matrix equations in the unknown matrices  $\mathbf{K}_y$ ,  $\mathbf{P}$  and  $\mathbf{J}$  (Levine, W.S., and Athans, M., 1970; Föllinger, O., 1986; Doyle, J.C., et al., 1989; Papageorgiou, M., 1991; Weinmann, A., 1991, Eq.(16.49); Weinmann, A., 1995, Bd. 2, Eq.(20.45)).

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BK}_y\mathbf{C})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{BK}_y\mathbf{C}) + \mathbf{Q} + \mathbf{C}^T \mathbf{K}_y^T \mathbf{R} \mathbf{K}_y \mathbf{C} = \mathbf{0} \quad (7)$$

$$(\mathbf{A} + \mathbf{BK}_y\mathbf{C}) \mathbf{J} + \mathbf{J}(\mathbf{A} + \mathbf{BK}_y\mathbf{C})^T + \mathbf{X}_o = \mathbf{0} \quad (8)$$

$$(\mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{R} \mathbf{K}_y \mathbf{C}) \mathbf{J} \mathbf{C}^T = \mathbf{0}. \quad (9)$$

The matrix  $\mathbf{X}_o = \mathbf{x}_o \mathbf{x}_o^T$  results from the initial condition  $\mathbf{x}_o$  of the state variable.

Recalling the derivation briefly, the index of performance  $I$  is rewritten to

$$I = \mathbf{x}_o^T \mathbf{P} \mathbf{x}_o \quad (10)$$

where

$$\mathbf{A}_{cl}\mathbf{P} + \mathbf{P}\mathbf{A}_{cl} + \mathbf{Q}_{cl} = \mathbf{0}, \quad (11)$$

the index  $_{cl}$  indicates the closed-loop system and

$$\mathbf{A}_{cl} \triangleq \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_y\mathbf{C}, \quad \mathbf{Q}_{cl} = \mathbf{Q} + \mathbf{C}^T\mathbf{K}_y^T\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} \quad (12)$$

(see *Papageorgiou, M., 1991; Weinmann, A., 1995, pp. 282*). The minimization condition requires  $\frac{\partial I}{\partial \mathbf{K}_y} = \mathbf{0}$  and, additionally,  $\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial \mathbf{K}_y}$  from Eq.(11), and  $\frac{\partial \mathbf{Q}_{cl}}{\partial \mathbf{K}_y}$  from Eq.(12). The result is Eq.(9).

The outer product integral  $\mathbf{J}$

$$\mathbf{J} \triangleq \int_0^\infty \mathbf{x}(t)\mathbf{x}^T(t)dt \quad (13)$$

can be rewritten to the equivalent expression of Eq.(26).

### 3 Performance Index Including Controller Norm

For the augmented  $I$ , extended by an expression of the controller Frobenius norm, included by the Lagrange multiplier  $\mu$ ,

$$I = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T\mathbf{Q}\mathbf{x} + \mathbf{u}^T\mathbf{R}\mathbf{u})dt + \mu\|\mathbf{K}_y\|_F^2, \quad (14)$$

there results

$$(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_y\mathbf{C})^T\mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_y\mathbf{C}) + \mathbf{Q} + \mathbf{C}^T\mathbf{K}_y^T\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} = \mathbf{0} \quad (15)$$

$$(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_y\mathbf{C})\mathbf{J} + \mathbf{J}(\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_y\mathbf{C})^T + \mathbf{X}_o = \mathbf{0} \quad (16)$$

$$\boxed{(\mathbf{B}^T\mathbf{P} + \mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C})\mathbf{J}\mathbf{C}^T + \mu\mathbf{K}_y = \mathbf{0}} \quad (17)$$

where the same steps of derivation had to be carried out. For details see the Appendix. Only the derivative of  $\|\mathbf{K}_y\|_F^2$  with respect to  $\mathbf{K}_y$  is taken into additional consideration yielding  $\mu\mathbf{K}_y$  as a derivative. The Lyapunov multiplier  $\mu$  is found from a given bound of  $\|\mathbf{K}_y\|_F = k_F$ .

Table 1: Numerics for the output controller with controller norm constraint included

Step 1	Assume some $\mathbf{K}_y$ and $\mathbf{x}_o$ (and $\mu$ )
Step 2	$\mathbf{P}$ from Eq.(7)
Step 3	$\mathbf{J}$ from Eq.(8)
Step 4	fsolve of Eq.(17)

Numerically, the optimization process runs as given in Table 1. The steps are repeated up to some stopping condition.

Positive definiteness of  $\mathbf{P}$  and  $\mathbf{J}$  is guaranteed by Eqs.(7) and (8) if  $\mathbf{Q} > 0$  and  $\mathbf{R} > 0$  (*Weinmann, A., 1991, p. 202*).

The freedom of choosing  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{R}$  can be utilized to focus interest on  $\mathbf{x}_0$  with worst case (*Weinmann, A., 2004*) or to include  $k_F$  in balancing the results. In Eqs.(7), (8) and (17), the derivatives with respect to  $\mathbf{Q}$  and  $\mathbf{R}$  can be derived numerically and used for gradients towards minimum. The inclusion of  $\mathbf{K}_y$  in norm sense into the index of performance turns out quite useful in a final design.

**Example 1. Third-order MIMO system with two inputs:** For an unstable system

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 3 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 & 0.5 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{C} = \mathbf{B}^T \quad (18)$$

$$\mathbf{x}_0 = (1 \ 0.5 \ 0.19)^T, \quad \mathbf{R} = \mathbf{I}_2, \quad \mathbf{Q} = \mathbf{I}_3 \quad (19)$$

and restricting the norm of  $\mathbf{K}_y$  as a whole, the results are illustrated in what follows.

In the unlimited case, the output controller  $\mathbf{K}_y$  is included in the presented result by reducing the Lagrange multiplier to zero. Only if the norm of  $\mathbf{K}_y$  is irrelevant,  $\mu = 0$  is chosen.

For this unstable multivariable plant the output controller is derived referring to Table

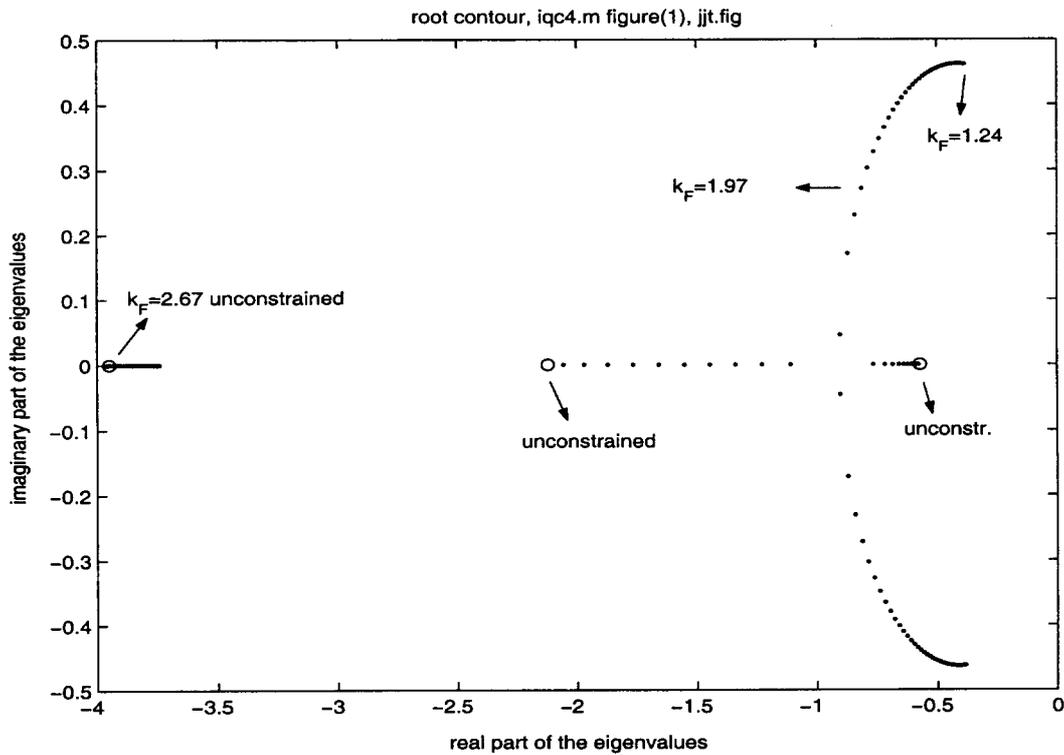


Figure 2: Root contour (for Example 1) reducing the norm  $k_F = \|\mathbf{K}_y\|_F$  from  $k_F = 2.67$  (unconstrained) up to  $k_F = 1.24$  (specifically constrained)

1. The Lagrange multiplier is varied from  $\mu = 0$  (unlimited  $k_F \triangleq \|\mathbf{K}_y\|_F = 2.67$ ) up to  $\mu = 1.3$  (for  $\|\mathbf{K}_y\|_F = 1.24$ ). The associated root contour is depicted in Fig. 2.

The damping ratio  $D$  and the index of performance is given in Fig. 3. The elements of  $\mathbf{K}_y$  demonstrate that for increasing  $\mu$  the largest elements are reduced first in order to save amount of norm of the controller matrix  $\mathbf{K}_y$ .

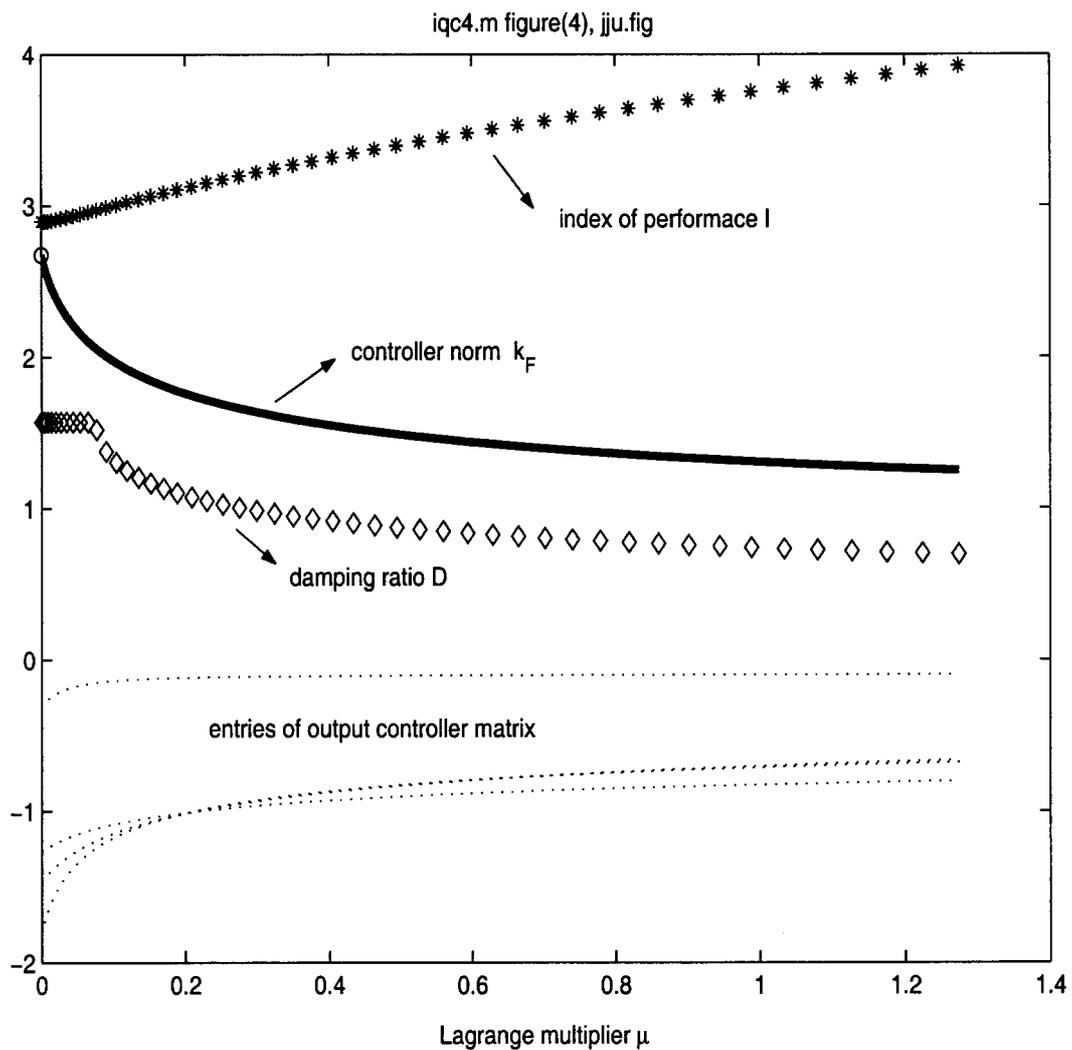


Figure 3: Control system parameter reducing the norm  $k_F$  of the output controller, damping ratio  $D$  of the dominant poles, index of performance  $I$  elements of output controller matrix (dotted)

## 4 Replacing Actuating Energy Weighting by Output Controller Matrix Norm Weighting

For  $\mathbf{R} = \mathbf{0}$ , in Eqs.(7), (8) and (17) two coupled matrix equations in  $\mathbf{P}$  and  $\mathbf{J}$  result, visually similar,

$$\mathbf{A}_{cl}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{cl} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (20)$$

$$\mathbf{A}_{cl} \mathbf{J} + \mathbf{J} \mathbf{A}_{cl}^T + \mathbf{X}_0 = \mathbf{0} \quad (21)$$

where  $\mathbf{A}_{cl} = \mathbf{A} - \frac{1}{\mu} \mathbf{B} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{J} \mathbf{C}^T \mathbf{C}$ .

With the resulting matrices  $\mathbf{P}$  and  $\mathbf{J}$  from above one has

$$\mathbf{K}_y = -\frac{1}{\mu} \mathbf{B}^T \mathbf{P} \mathbf{J} \mathbf{C}^T. \quad (22)$$

**Example 2:** For  $\mu = 0.015$  up to 1.289 the computation runs as given in Table 1. The resulting root contour is plotted in Fig. 4.

Some control systems parameters are presented in Fig. 5.

For the sake of illustration, in Fig. 6 the increment of the index of performance is depicted in the near vicinity around the optimum point. Any change around the optimum controller causes positive increment of performance, i.e., worsening of the absolute performance.

The stability boundary is investigated by searching  $\mathbf{K}_y$  and  $\mu$  such that skew symmetricity  $\mathbf{A}_{cl}^T = -\mathbf{A}_{cl}$  occurs where possibly more than one solutions are obtained. Numerically some additional assumptions have to be included to avoid difficulties with the Lyapunov equations near the stability boundary. The solutions in this example are given by

$$\mathbf{K}_{y,stab} = \begin{pmatrix} 1.65 & -5.88 \\ 5.20 & -22.52 \end{pmatrix} \quad \text{or} \quad \begin{pmatrix} 0.07 & 2.97 \\ -2.5 & -8.9 \end{pmatrix}. \quad (23)$$

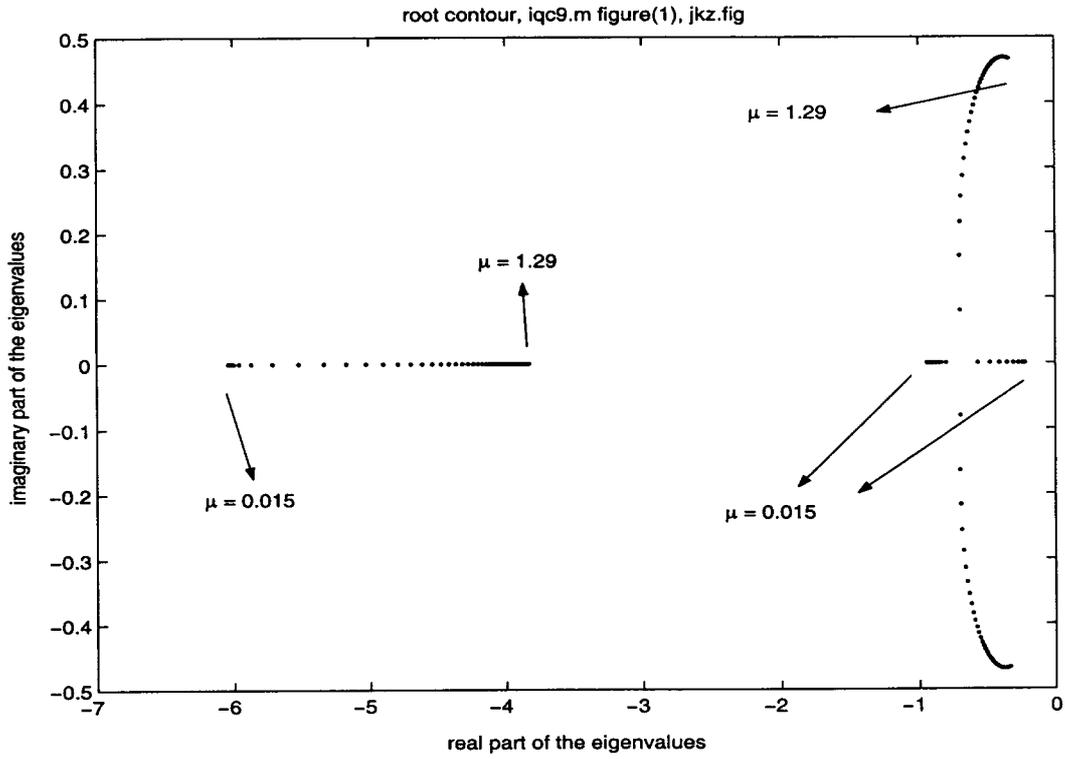


Figure 4: Root contour for the Example 2

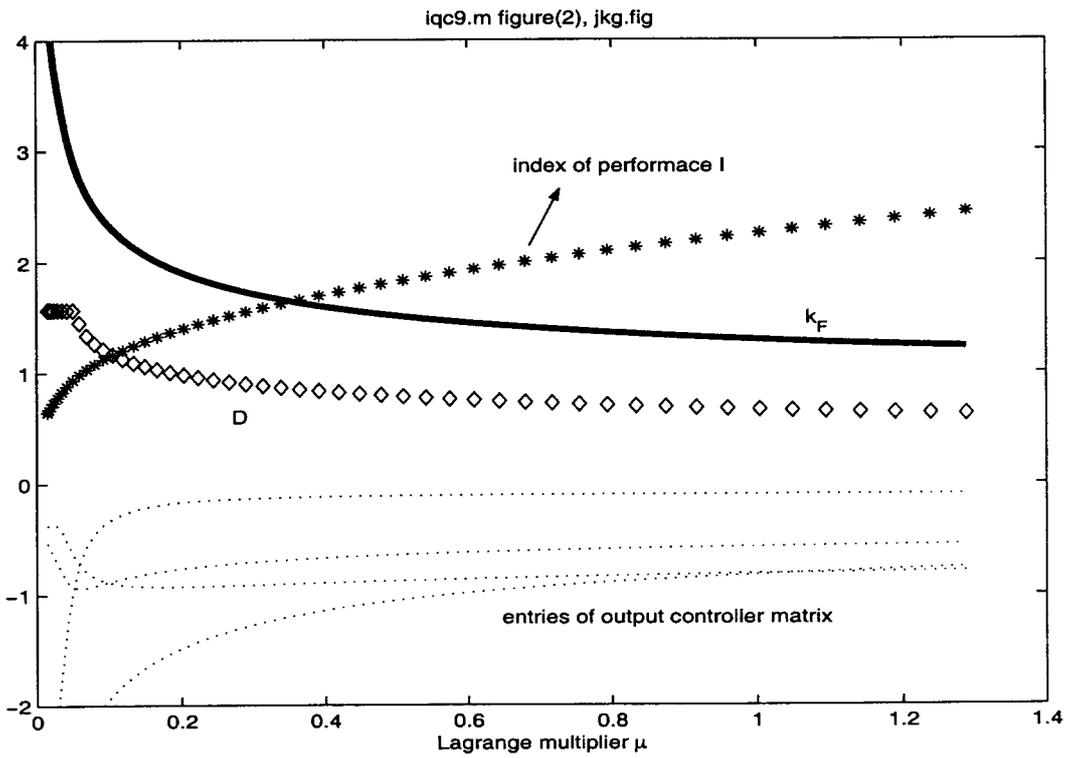


Figure 5: Control system parameters for Example 2

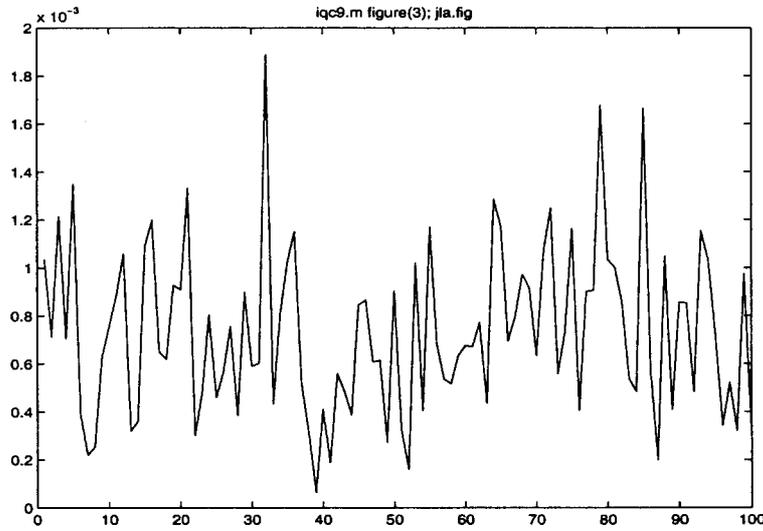


Figure 6: Increment of the index of performance close to the optimum

## 5 Conclusion

Supposing similar output noise in the components of the output controller  $\mathbf{y}$ , the output  $\mathbf{K}_y$  is responsible for the noise influence on actuating signals. Hence, the original output controller was modified by including a restriction of  $\mathbf{K}_y$  in Frobenius norm sense. Different output noise could be valuated by additional weighting matrices in the norm of  $\mathbf{K}_y$ . Matrix norm restrictions are also recommendable for low cost fixed-point microcontroller implementations with respect to the data structure.

Numerically, the results can easily be extended from Frobenius norm to spectral norm, i.e., using  $\partial\sigma_{\max}[\mathbf{K}_y]/\partial\mathbf{K}_y = \text{matrix}_{i,j} \left[ \{\sigma_{\max}[\mathbf{K}_y] - \sigma_{\max}[\mathbf{K}_y + \mathbf{E}_{ij}\Delta K_{ij}]\} / \Delta K_{y,ij} \right]$ .

The resulting algebraic matrix equations for the suboptimal norm restricted output controller  $\mathbf{K}_y$  are solved computationally by current matrix solvers.

What is left to the designer or to a supplementary computational task is observing the influence on the stability degree of the resulting system entailed by an arbitrarily given bound of the norm of the output feedback controller.

## References

- Askarpour, S., and Owens, T.J., 1998, Integrated approach to eigenstructure assignment by output feedback: The case of multiple eigenvalues, *IEE Proc. Control Theory Appl.* **145**, No. 3, pp. 265-268.
- Chan, J.T., 1999, Output feedback realization of LQ optimal systems: a general design using data-based synthesis. *Int. J. Control* **72**, pp. 1054-1064.
- Chung, L.L., Lin, C.C., and Chu, S.Y., 1992, Optimal direct output feedback of structural control. *J.Engng. Mech. ASCE* **119**, pp. 2157-2173.
- Doyle, J.C., Glover, K., Khargonekar, P.P., and Francis, B.A., 1989, State-space solutions to standard  $H_2$  and  $H_\infty$  control problems. *IEEE-Trans. AC* **34**, pp. 831-847.
- Föllinger, O., 1986, Entwurf konstanter Ausgangsrückführungen im Zustandsraum, *Automatisierungstechnik* **34**, pp. 5-15.
- Kuo, B.C., 1980, *Digital control systems* (Holt, Rinehart and Winsten).
- Levine, W.S., and Athans, M., 1970, On the determination of the optimal constant output feedback gains for linear multivariable systems, *IEEE-Trans. AC-15*, pp. 44-48
- Levine, W.S., Johnson, T.L. and Athans, M., 1971, Optimal limited state variable feedback controllers for linear systems. *IEEE-Trans. AC* **16**, pp. 785-792.
- Lin, C.C., Lu, K.H., and Chung, L.L., 1996, Optimal discrete-time structural control using direct output feedback. *Engineering Structures* **18**, pp. 472-480.
- Papageorgiou, M., 1991, *Optimierung* (München Wien, Oldenbourg).
- Weinmann, A., 1991, *Uncertain Models and Robust Control*, (Wien NewYork, Springer).
- Weinmann, A., 1995, *Regelungen*, Vol.2, (Wien NewYork, Springer).
- Weinmann, A., 2001, Norm constraint regard for stable  $H_2$  controllers, *e & i (Elek-*

*trotechnik und Informationstechnik*) (2001), H.11, S. 617-621

Weinmann, A., 2002, Continuous-time linear quadratic regulator subject to an additional constraint on the state controller matrix, *Int. J. Automation Austria* **10**, H. 2, pp. 97-110

Weinmann, A., 2004, Worst-case initialization for norm limited output state controllers, submitted to *e & i (Elektrotechnik und Informationstechnik)*

## Appendix

Introductory comment: From  $\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t)$ ,  $\mathbf{A} \in \mathcal{R}^{n \times n}$ , with  $\mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_o$  results  $\mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}t}\mathbf{x}_o$  and the index of performance turns out as

$$I = \int_0^\infty \mathbf{x}^T(t)\mathbf{Q}\mathbf{x}(t) dt = \mathbf{x}_o^T \left( \int_0^\infty e^{\mathbf{A}^T t} \mathbf{Q} e^{\mathbf{A}t} dt \right) \mathbf{x}_o \triangleq \mathbf{x}_o^T \mathbf{P} \mathbf{x}_o. \quad (24)$$

This expression can be rewritten to the Lyapunov equation in  $\mathbf{P}$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} = -\mathbf{Q}. \quad (25)$$

The dyadic product produces

$$\mathbf{J} = \int_0^\infty \mathbf{x}(t)\mathbf{x}^T(t) dt \quad \rightsquigarrow \quad \mathbf{A}\mathbf{J} + \mathbf{J}\mathbf{A}^T = -\mathbf{x}_o\mathbf{x}_o^T. \quad \square \quad (26)$$

The output controller provides  $\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}_y\mathbf{y}(t) = \mathbf{K}_y\mathbf{C}\mathbf{x}(t)$ ,  $\mathbf{K}_y \in \mathcal{R}^{m \times r}$ , and is included in the index of performance

$$I = \int_0^\infty [\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}] dt + \mu \|\mathbf{K}_y\|_F^2 \quad (27)$$

$$= \int_0^\infty \mathbf{x}^T (\mathbf{Q} + \mathbf{C}^T \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K} \mathbf{C}) \mathbf{x} dt + \mu \|\mathbf{K}_y\|_F^2 \quad (28)$$

$$\triangleq \int_0^\infty \mathbf{x}^T(t) \mathbf{Q}_{cl} \mathbf{x}(t) dt + \mu \|\mathbf{K}_y\|_F^2. \quad (29)$$

Using  $\mathbf{A}_{cl} \triangleq \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_y\mathbf{C}$  and the positive definiteness  $\mathbf{Q} + \mathbf{C}^T\mathbf{K}_y^T\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} > 0$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_o \quad \mathbf{x}(t) = e^{\mathbf{A}_{cl}t}\mathbf{x}_o \quad (30)$$

$$I = \mathbf{x}_o^T \int_0^\infty e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} \mathbf{Q}_{cl} e^{\mathbf{A}_{cl}t} dt \mathbf{x}_o + \mu \|\mathbf{K}_y\|_F^2 \triangleq \mathbf{x}_o^T \mathbf{P} \mathbf{x}_o + \mu \|\mathbf{K}_y\|_F^2 \quad (31)$$

$$\mathbf{A}_{cl}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{cl} = -\mathbf{Q}_{cl} \quad \text{where } \mathbf{P} = \mathbf{P}^T > 0 \quad (32)$$

Minimization of  $I$  versus  $\mathbf{K}_y$  requires

$$\frac{\partial I}{\partial \mathbf{K}_y} = 0 \quad \frac{\partial I}{\partial K_{y,ij}} = \mathbf{x}_o^T \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{x}_o + 2\mu K_{y,ij} = 0 \quad (33)$$

From Eq.(32), differentiation with respect to  $K_{y,ij}$  yields

$$\frac{\partial \mathbf{A}_{cl}^T}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{P} + \mathbf{A}_{cl}^T \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial K_{y,ij}} + \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{A}_{cl} + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{A}_{cl}}{\partial K_{y,ij}} = -\frac{\partial \mathbf{Q}_{cl}}{\partial K_{y,ij}} \quad (34)$$

Replacing the order and defining  $\mathbf{M}_{cl}$

$$\mathbf{A}_{cl}^T \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial K_{y,ij}} + \frac{\partial \mathbf{P}}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{A}_{cl} = -\left(\frac{\partial \mathbf{Q}_{cl}}{\partial K_{y,ij}} + \frac{\partial \mathbf{A}_{cl}^T}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{P} + \mathbf{P} \frac{\partial \mathbf{A}_{cl}}{\partial K_{y,ij}}\right) \triangleq -\mathbf{M}_{cl} \quad (35)$$

Differentiating  $\mathbf{Q}_{cl}$  and  $\mathbf{A}_{cl}$  with respect to  $K_{y,ij}$ , the result  $\mathbf{M}_{cl}$  is

$$\frac{\partial \mathbf{Q}_{cl}}{\partial K_{y,ij}} = \mathbf{C}^T \frac{\partial \mathbf{K}_y^T}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{R} \mathbf{K}_y \mathbf{C} + \mathbf{C}^T \mathbf{K}_y^T \mathbf{R} \frac{\partial \mathbf{K}_y}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{C} \quad (36)$$

and

$$\frac{\partial \mathbf{A}_{cl}}{\partial K_{y,ij}} = \mathbf{B} \frac{\partial \mathbf{K}_y}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{C} \quad \frac{\partial \mathbf{A}_{cl}^T}{\partial K_{y,ij}} = \mathbf{C}^T \frac{\partial \mathbf{K}_y^T}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{B}^T \quad (37)$$

$$\mathbf{M}_{cl} = \mathbf{C}^T \frac{\partial \mathbf{K}_y^T}{\partial K_{y,ij}} (\mathbf{R} \mathbf{K}_y \mathbf{C} + \mathbf{B}^T \mathbf{P}) + (\mathbf{C}^T \mathbf{K}_y^T \mathbf{R} + \mathbf{P}_{cl} \mathbf{B}) \frac{\partial \mathbf{K}_y}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{C} \quad (38)$$

Considering the derivation of Eq.(25) from Eq.(24), and making use of the opposite direction of the derivation, one has from Eq.(38)

$$\frac{\partial \mathbf{P}}{\partial K_{y,ij}} = \int_0^\infty e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} \mathbf{M}_{cl} e^{\mathbf{A}_{cl}t} dt \quad (39)$$

Inserting Eq.(38) in Eq.(33), and using Eq.(26) afterwards,

$$\frac{\partial I}{\partial K_{y,ij}} = \int_0^\infty \mathbf{x}_o^T e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} \mathbf{M}_{cl} e^{\mathbf{A}_{cl}t} \mathbf{x}_o dt + 2\mu K_{y,ij} \quad (40)$$

$$= \int_0^\infty [\mathbf{x}_o^T e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} \mathbf{C}^T \frac{\partial \mathbf{K}_y^T}{\partial K_{y,ij}} (\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} + \mathbf{B}^T\mathbf{P}) e^{\mathbf{A}_{cl} t} \mathbf{x}_o \quad (41)$$

$$+ \mathbf{x}_o^T e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} (\mathbf{C}^T \mathbf{K}_y^T \mathbf{R} + \mathbf{P}\mathbf{B}) \frac{\partial \mathbf{K}_y}{\partial K_{y,ij}} \mathbf{C} e^{\mathbf{A}_{cl} t} \mathbf{x}_o] dt + 2\mu K_{y,ij} \quad (42)$$

$$= 2 \int_0^\infty \mathbf{x}_o^T e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} (\mathbf{C}^T \mathbf{K}_y^T \mathbf{R} + \mathbf{P}\mathbf{B}) \underbrace{\frac{\partial \mathbf{K}_y}{\partial K_{y,ij}}}_{\mathbf{e}_i \mathbf{e}_j^T} \mathbf{C} e^{\mathbf{A}_{cl} t} \mathbf{x}_o dt + 2\mu K_{y,ij} \quad (43)$$

$$= 2 \int_0^\infty \mathbf{e}_i^T (\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} + \mathbf{B}^T\mathbf{P}) e^{\mathbf{A}_{cl} t} \mathbf{x}_o \mathbf{x}_o^T e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} \mathbf{e}_j dt + 2\mu K_{y,ij} \quad (44)$$

$$= 2 \int_0^\infty \mathbf{e}_j^T \mathbf{C} e^{\mathbf{A}_{cl} t} \mathbf{x}_o \mathbf{x}_o^T e^{\mathbf{A}_{cl}^T t} (\mathbf{C}^T \mathbf{K}_y^T \mathbf{R} + \mathbf{P}_{cl}\mathbf{B}) \mathbf{e}_i + 2\mu K_{y,ij} \quad (45)$$

$$= 2\mathbf{e}_i^T (\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} + \mathbf{B}^T\mathbf{P}) \mathbf{J}\mathbf{C} \mathbf{e}_j + 2\mu K_{y,ij} . \quad (46)$$

In the derivation above we used the correspondence that a scalar may be rewritten to the trace of the scalar and within the trace reshifting is admissible. The vectors  $\mathbf{e}_i$  and  $\mathbf{e}_j$  are unity vectors of the dimension  $m$  and  $r$ . Rewriting to matrix expression yields Eq.(17)

$$0.5 \frac{\partial I}{\partial \mathbf{K}_y} = (\mathbf{R}\mathbf{K}_y\mathbf{C} + \mathbf{B}^T\mathbf{P})\mathbf{J}\mathbf{C}^T + \mu\mathbf{K}_y = \mathbf{0} \quad (47)$$

Only in the case of  $\mathbf{C}$  square (simple state controller) also  $\mathbf{J}\mathbf{C}^T$  is square and may be omitted.

# Konzept zur digitalen Lageregelung von Drosselklappen bei Ottomotoren

M. Horn\*, M. Schriebl<sup>o</sup>, E. Unger<sup>o</sup>, N. Dourdoumas\*

\*Institut für Regelungstechnik, TU-Graz, Inffeldgasse 16c, A-8010 Graz

<sup>o</sup>AVL List GmbH, Hans List Platz 1, A-8020 Graz

email: horn@irt.tu-graz.ac.at

**Kurzfassung:** *Dieser Beitrag beschäftigt sich mit der modellbasierten Positionsregelung von elektrischen Drosselklappen in Ottomotoren. Grundlage für die Regelkreissynthese ist ein mathematisches Modell, das aus einer analytischen Modellbildung mit anschließender Parameteridentifikation hervorgeht. Im Hinblick auf die praktische Realisierung im Motorsteuergerät werden möglichst einfache Reglerstrukturen angestrebt.*

## 1 Einleitung

Moderne Verbrennungskraftmaschinen benötigen für einen wirkungsgradoptimalen und emissionsgünstigen Betrieb eine exakte Regelung der zugeführten Frischluftmasse in Kombination mit der entsprechenden Kraftstoffzumessung sowie Zündungsvorsteuerung. Die Regelung der Luftmassenzufuhr erfolgt bei Ottomotoren mit Hilfe einer Drosselklappe (siehe Bild 1). In der Vergangenheit war es üblich, Drosseleinrichtungen einzusetzen, die über eine mechanische Verbindung mit dem Gaspedal gekoppelt waren. Dem Stand der Technik entspricht heute der Einsatz von elektrischen Bauformen, die insbesondere die Erfüllung geltender strenger Abgasnormen erlauben. Der Einsatz solcher Systeme erlaubt sowohl die schnelle Änderung der Drosselklappenlage, als auch die Entkopplung der Drosselklappenposition von der Pedalstellung (*Bosch GmbH, 2001, Streib M., und Bischof H., 2001*). Dies ermöglicht die Realisierung moderner mechatronischer Systeme, wie sie z.B. Antischlupfregelungen (ASR) darstellen. Eine erste Anforderung an ein solches „elektronisches Gaspedal“ ist die schnelle und vor allem präzise Winkelpositionierung der Drosselklappe. Eine weitere ergibt sich aufgrund der Tatsache, dass beim Betrieb des Motors vielfältige Störeinflüsse auf das System einwirken. Hierzu zählen z.B. Temperaturschwankungen und Vibrationen, die durch Druckpulsationen im Saugrohr entstehen können. Um den störenden Einfluss dieser Effekte auf die Drosselklappenposition zu vermindern, benützt man üblicherweise einen Lageregler, der mit Hilfe des Motorsteuergerätes realisiert wird.

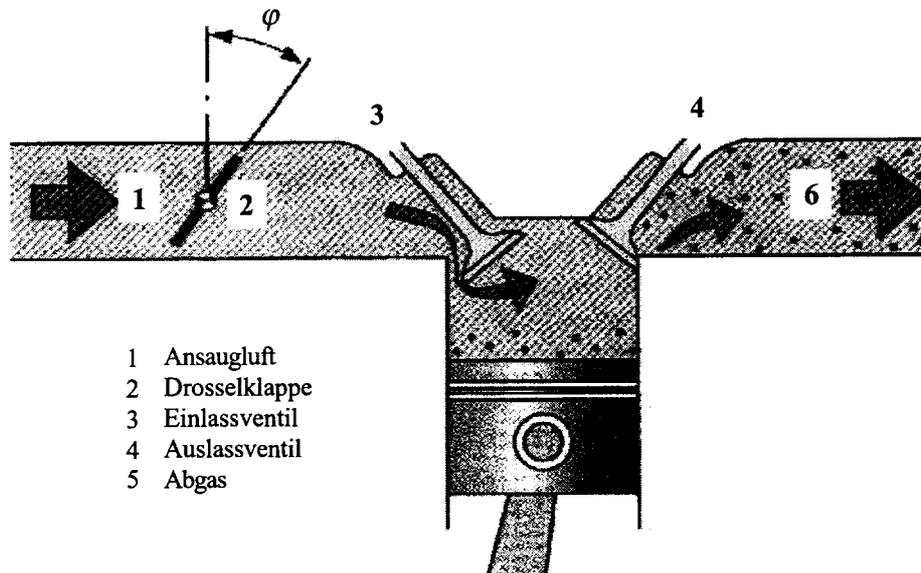


Bild 1: Saugrohr mit Drosselklappe (Bosch GmbH, 2001)

Ein in der Praxis bewährtes Regelungskonzept beruht auf einer Umschaltung zwischen einem sogenannten Kleinsignalregler und einem Großsignalregler. Der Arbeitsbereich des Kleinsignalreglers erstreckt sich über einen sehr kleinen Winkelbereich (z.B.  $\pm 3\%$ ) um die Sollposition der Drosselklappe. Überschreitet der Absolutbetrag der Abweichung vom Sollwinkel die „3%–Schranke“, so wird auf den Großsignalregler umgeschaltet. Bei beiden Reglern handelt es sich prinzipiell um PID-Regler, die als  $PIDT_1$ -Regler realisiert werden. Die Reglereinstellung erfolgt üblicherweise mit Hilfe klassischer Verfahren wie z.B. den Einstellregeln von Ziegler-Nichols. Der Vorteil dieser Vorgangsweise liegt darin, dass für die Reglerdimensionierung *keine* mathematische Beschreibung der zu beeinflussenden Strecke benötigt wird. Allerdings können auf diese Weise gefundene Regler die hohen Anforderungen an das dynamische Verhalten der Anlage nicht vollständig erfüllen (Unger E., 2001). Eine Verbesserung der Systemdynamik versprechen modellbasierte Ansätze zur Reglersynthese. Das hierfür benötigte mathematische Modell der elektronischen Drosselklappe (Streckenmodell) kann z.B. durch analytische Modellbildung und anschließende Identifikation der unbekannt Parameter gewonnen werden. Im Hinblick auf eine Realisierung (Ascet-SD V4.0, 1996-1999) im Motorsteuergerät werden möglichst einfache Modellstrukturen für die Strecke und den Regler angestrebt, um die begrenzten Systemressourcen des Mikroprozessors in der Motorsteuerung nur geringfügig zu belasten.

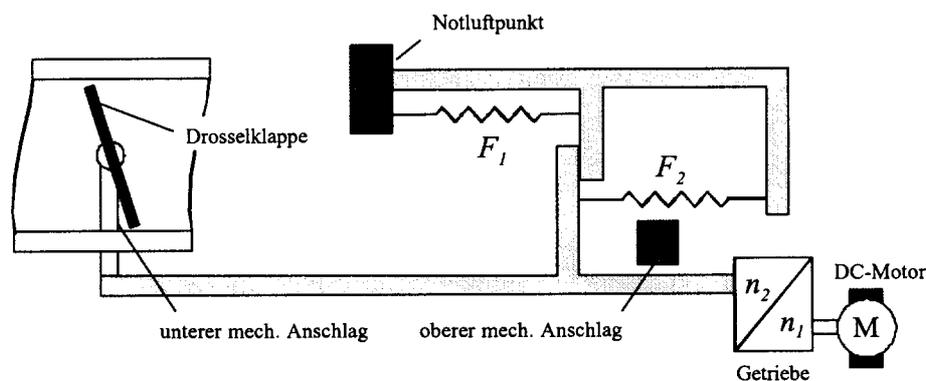


Bild 2: Prinzip einer elektronischen Drosselklappe im stromlosen Zustand

## 2 Modellbildung und Identifikation

Der Aufbau einer elektronischen Drosselklappe ist in Bild 2 vereinfacht dargestellt. Der Antrieb erfolgt über einen fremderregten Gleichstrommotor, der über ein Getriebe mit der Welle der Drosselklappe verbunden ist. Um die Betriebssicherheit des Systems auch bei Ausfall der Motorelektronik zu gewährleisten, wird die Drosselklappe im stromlosen Zustand durch Rückzugsfedern in die sogenannte Notluftposition (NLP) gebracht. In dieser Klappenstellung wird ein „langames“ Weiterfahren („limp home“ - nach Hause hinken) ermöglicht. Der Aktionsbereich der Drosselklappe wird durch den oberen (100% Öffnungswinkel) und den unteren mechanischen Anschlag (0% Öffnungswinkel) begrenzt.

### 2.1 Analytische Modellbildung

Da beim Öffnen bzw. Schließen der Drosselklappe ausgehend vom Notluftpunkt immer nur *eine* der beiden Rückzugsfedern wirksam ist (siehe Bild 2), kann das mathematische Modell in zwei Teilmodelle zerlegt werden. Der Gültigkeitsbereich der einzelnen Modelle ist aus Bild 3 ersichtlich. Beide Teilmodelle können approximativ mit Hilfe des elektromechanischen Ersatzschaltbildes nach Bild 4 dargestellt werden. Den Ausgangspunkt für die Modellbildung bildet der Momentensatz von Euler (sogenannter „Drallsatz“), er lautet:

$$J\ddot{\varphi} = M_A - M_F - M_R. \quad (1)$$

Hierbei stellt  $J$  das Trägheitsmoment der Anordnung bezüglich der Drosselklappenwelle dar, mit  $\varphi$  wird der Drosselklappenwinkel symbolisiert. Das Moment auf der rechten Seite von Gleichung (1) setzt sich aus dem Antriebsmoment  $M_A$ , dem Federmoment  $M_F$  und dem Reibungsmoment  $M_R$  zusammen.

Das Antriebsmoment  $M_A$  kann mit Hilfe der Grundgleichungen für eine fremderregte Gleichstrommaschine ermittelt werden. Sie lauten

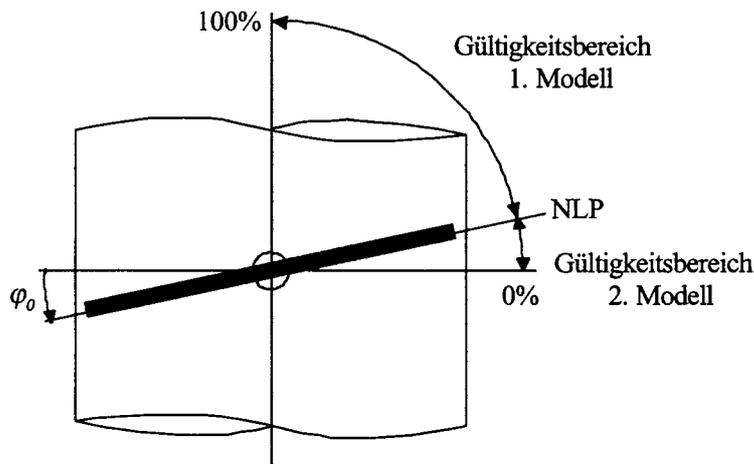


Bild 3: Zerlegung in Teilmodelle

$$M_{A,m} = k_m i_m \tag{2}$$

$$u_m = k_m \omega_m + R_m i_m + L_m \frac{di_m}{dt} \tag{3}$$

In Gleichung (2) steht  $M_{A,m}$  für das *motorseitige* Antriebsmoment. Es ist über die sogenannte Maschinenkonstante  $k_m$  dem Ankerstrom  $i_m$  proportional. In Gleichung

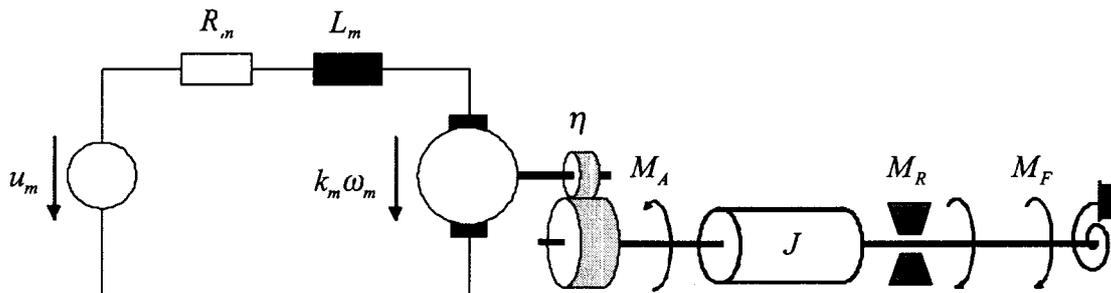


Bild 4: Ersatzschaltbild

(3) werden mit  $u_m$  die Eingangsspannung und mit  $\omega_m$  die Winkelgeschwindigkeit der Motorwelle symbolisiert. Der Ankerwiderstand wird mit  $R_m$ , die Ankerinduktivität mit  $L_m$  bezeichnet. Da im vorliegenden Fall der Wert der elektrischen Zeitkonstante  $\frac{L_m}{R_m}$  sehr klein ist, wird der Term  $L_m \frac{di_m}{dt}$  in Beziehung (3) vernachlässigt. Damit erhalten wir die vereinfachte Relation

$$u_m = k_m \omega_m + R_m i_m. \tag{4}$$

Durch Elimination des Stromes  $i_m$  in (2) mit Hilfe von (4) ergibt sich folgender Zusam-

menhang für das motorseitige Antriebsmoment:

$$M_{A,m} = \frac{k_m}{R_m} (u_m - k_m \omega_m). \quad (5)$$

Das Antriebsmoment  $M_A$  auf der Drosselklappenseite und die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  der Drosselklappe können mit Hilfe des Getriebeübersetzungsverhältnisses

$$\eta := \frac{\omega}{\omega_m} = \frac{M_{A,m}}{M_A} \quad (6)$$

mit den oben eingeführten Motorgrößen in Beziehung gesetzt werden. Für das Antriebsmoment ergibt sich

$$M_A = \frac{1}{R_m} \frac{k_m}{\eta} \left( u_m - \frac{k_m}{\eta} \omega \right). \quad (7)$$

Führt man die vereinfachende Abkürzung

$$k := \frac{k_m}{\eta} \quad (8)$$

ein, so gilt:

$$M_A = \frac{k}{R_m} (u_m - k\omega). \quad (9)$$

Bei der Eingangsgröße  $u_m$  handelt es sich um keine variable Gleichspannung, sondern um ein hochfrequentes pulswertenmoduliertes Signal. Bezeichnet man mit  $u_v$  die Amplitude des Signals und mit  $u$  das Tastverhältnis in Prozent, so gilt (*Ellis, G., 2000*):

$$u_m = u_v \frac{u}{100} =: \tilde{u}_v u. \quad (10)$$

Damit ergibt sich für das Antriebsmoment aus (9)

$$M_A = \frac{k}{R_m} (\tilde{u}_v u - k\omega). \quad (11)$$

Für die mathematische Nachbildung des Federmoments  $M_F$  wurde von näherungsweise linearen Federkennlinien ausgegangen. Da die Rückzugsfedern in der Notluftposition  $\varphi_0$  mit einem Vorspannmoment  $M_0$  beaufschlagt sind, ergibt sich mit der Federkonstante  $c$  folgender Zusammenhang:

$$M_F = c(\varphi - \varphi_0) + M_0. \quad (12)$$

Die auftretenden Reibungseffekte wurden mit Hilfe des "klassischen" Reibungsmodells nachgebildet. Dieses berücksichtigt neben der viskosen Reibung, die über die Konstante  $K_R$  der Winkelgeschwindigkeit proportional ist, auch die Coulombsche Reibung. Das Coulombsche Reibungsmoment  $M_C$  ist konstant und ändert sein Vorzeichen mit der Bewegungsrichtung. Für das Reibungsmoment ergibt sich somit der Ansatz:

$$M_R = K_R \omega + M_C \operatorname{sgn}(\omega). \quad (13)$$

Setzt man die Gleichungen (11) bis (13) in die Bewegungsgleichung (1) ein, so erhält man die Differentialgleichung

$$J\ddot{\varphi} = -c(\varphi - \varphi_0) - \left(\frac{k^2}{R_m} + K_R\right)\omega + \frac{k\tilde{u}_v}{R_m}u - M_C \operatorname{sgn}(\omega) - M_0 \quad (14)$$

Ein entsprechendes Zustandsraummodell gewinnt man z.B. durch Einführung der Zustandsvariablen

$$x_1 = \varphi - \varphi_0 \quad \text{und} \quad x_2 = \dot{x}_1 = \dot{\varphi} = \omega.$$

Es lautet:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{c}{J}x_1 - \frac{1}{J}\left(\frac{k^2}{R_m} + K_R\right)x_2 + \frac{1}{J}\frac{k\tilde{u}_v}{R_m}u - \frac{M_C}{J}\operatorname{sgn}(x_2) - \frac{M_0}{J} \end{aligned} \quad (16)$$

Durch Einführung der positiven Konstanten

$$a_0 := \frac{c}{J}, \quad a_1 := \frac{1}{J}\left(\frac{k^2}{R_m} + K_R\right) \quad \text{und} \quad b_1 := \frac{1}{J}\frac{k\tilde{u}_v}{R_m} \quad (17)$$

vereinfacht sich die zweite Zustandsdifferentialgleichung zu

$$\dot{x}_2 = -a_0x_1 - a_1x_2 + b_1 \left[ u - \frac{M_C}{Jb_1}\operatorname{sgn}(x_2) - \frac{M_0}{Jb_1} \right]. \quad (18)$$

Definiert man nun

$$u_0 := \frac{M_C}{Jb_1}\operatorname{sgn}(x_2) + \frac{M_0}{Jb_1} =: \delta \operatorname{sgn}(x_2) + \gamma \quad (19)$$

so lautet das mathematische Modell in Matrixschreibweise:

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{A}} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} + \underbrace{\begin{pmatrix} 0 \\ b_1 \end{pmatrix}}_{=: \mathbf{b}} (u - u_0) \quad (20)$$

Man beachte, dass es sich hierbei lediglich um ein *formal* lineares System handelt. Die in Bild 5 dargestellte Struktur des mathematischen Modells offenbart, dass (20) ein nichtlineares System ist, das als ein lineares System mit einer äußeren Beschaltung dargestellt werden kann. Diese Modellstruktur kann bei der Durchführung der Identifikation vorteilhaft ausgenutzt werden.

## 2.2 Identifikation

Die unbekannt Parameter  $a_0, a_1, b_1, \gamma$  und  $\delta$  des mathematischen Modells (20) sollen mit Hilfe von gezielt durchgeführten Experimenten identifiziert werden. Die prinzipielle Vorgangsweise bei der Identifikation ist in Bild 6 dargestellt. Eine geeignet gewählte Eingangsgröße  $u$  wird auf die reale Strecke und auf das mathematische Modell mit

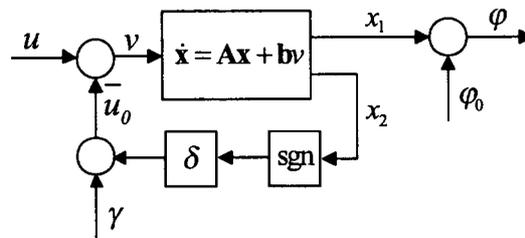


Bild 5: Struktur des mathematischen Modells

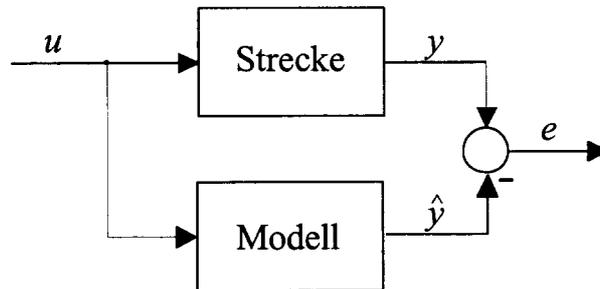


Bild 6: Prinzip der Identifikation

den zu schätzenden Parametern aufgeschaltet. Die Parameter des Modells werden in systematischer Weise so lange variiert, bis ein Gütekriterium minimal wird.

Um für die Identifikation geeignete Messergebnisse zu erhalten, muss durch geschickte Wahl von  $u$  die Dynamik der Strecke entsprechend angeregt werden. Mögliche Erregungen hierfür sind z. B. Sprungfunktionen. Diese Anregungen liefern aufgrund von Haftreibungseffekten (stick-slip-Effekt) sehr schlecht reproduzierbare Ergebnisse und sind daher im vorliegenden Fall für Identifikationszwecke nicht geeignet. Ein weitaus besser geeignetes Experiment stellt das sogenannte „Zufallen“ der Drosselklappe in die Notluftposition dar. Hier treten die oben erwähnten Effekte aufgrund der großen Rückzugsfedermomente nicht auf. Darüberhinaus vereinfacht sich in diesem Fall die Struktur der Strecke, da sich beim Zufallen das Vorzeichen der Winkelgeschwindigkeit nicht ändert (siehe Bild 7). Die Größe  $u_0$ , für die jetzt verein-

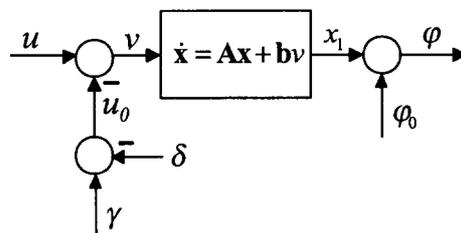


Bild 7: Systemstruktur bei der Identifikation

facht  $u_0 = (\gamma - \delta)$  gilt, wurde schrittweise an das reale System angepasst. Zur Identifikation des linearen Teilsystems wurde die sogenannte „Prediction Error“ - Methode verwendet (Ljung L., 1999, Ljung L., 2000). Da dieser Identifikationsalgorithmus mit zeitdiskreten Modellen operiert, ist eine zeitdiskrete Betrachtung der Anordnung angebracht. Das Gütekriterium ist eine Quadratsumme des Fehlers  $e$  (siehe Bild 6).

Die Identifikationsprozedur ergibt zunächst zwei zeitdiskrete Zustandsraummodelle, die in zeitkontinuierliche rückgerechnet wurden. Um nachzuweisen, dass die Nachbildung des realen Systems durch das Modell hinreichend genau ist, wurde das dynamische Verhalten der Strecke im Verbund mit dem bereits bestehenden, umschaltenden Regler simuliert und mit entsprechenden Messergebnissen verglichen. Die noch nicht eindeutig bestimmten Werte der Parameter  $\gamma$  und  $\delta$  wurden aus Vergleichen von Simulationsdaten und Messwerten gewonnen.

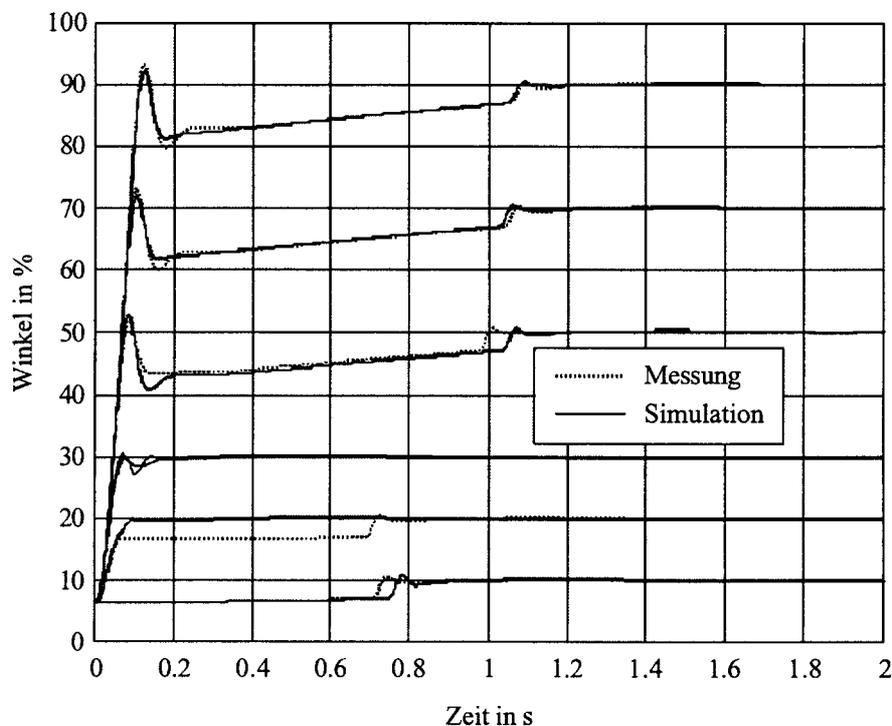


Bild 8: Sprungantwort 1. Modell

Aus den Bildern 8 und 9 ist zu erkennen, dass beide Modelle Abweichungen vom realen System aufweisen, die unter anderem auf nicht modellierte Reibungseffekte zurückzuführen sind. Dies spielt vor allem im Bereich des 2. Modells eine große Rolle. Da jedoch in beiden Bereichen die wesentlichen Eigenschaften der Strecke gut beschrieben werden, ist das Modell als Basis für den Reglerentwurf geeignet.

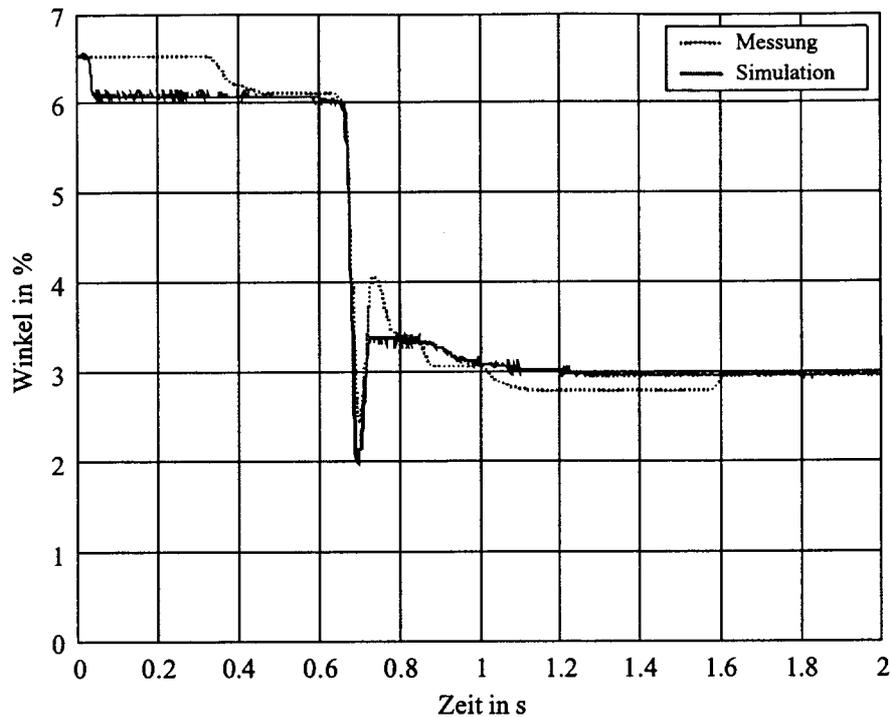


Bild 9: Sprungantwort 2. Modell

### 3 Reglerentwurf

Da die Drosselklappenposition wesentlichen Einfluss auf die Fahrbarkeit eines Kraftfahrzeugs hat, ist es wichtig, dass die Einstellung des Sollwertes möglichst rasch und ohne Überschwingen erfolgt. Darüberhinaus muss gewährleistet sein, dass der Einfluss von Störgrößen auf die Drosselklappenposition möglichst gering ist. Da die Drosselklappenposition für verschiedene Drosselklappentypen verwendet werden soll, ohne den Regler zu verändern, stellt die Robustheit des Regelkreises gegenüber Parameterschwankungen der Strecke eine weitere wichtige Forderung dar.

Aufgrund der besseren Übereinstimmung der Mess- und Simulationsergebnisse im Bereich des 1. Modells (siehe Bild 8) wird für den Reglerentwurf das lineare Zustandsraummodell (bzw. die Übertragungsfunktion) des ersten Modells, das den größeren Teil des Arbeitsbereiches der Drosselklappe beschreibt, herangezogen. In den nachfolgenden Kapiteln wird das Konzept eines verbessertern umschaltenden Reglers, sowie eines PI-Zustandsreglers näher erläutert. Bei der Reglerimplementierung muss darauf geachtet werden, dass die beiden Regler auf der Basis des linearen Modells entworfen wurden. Damit sich der Regelkreis linear verhält, müssen daher die Nichtlinearitäten (Federvorspannmomente, Coulombsches Reibungsmoment) kompensiert werden (siehe Bild 10). Diese Kompensation muß in Abhängigkeit des aktiven Teilmodells durchgeführt werden. Dadurch kann dem Momentensprung, der beim Übergang über den

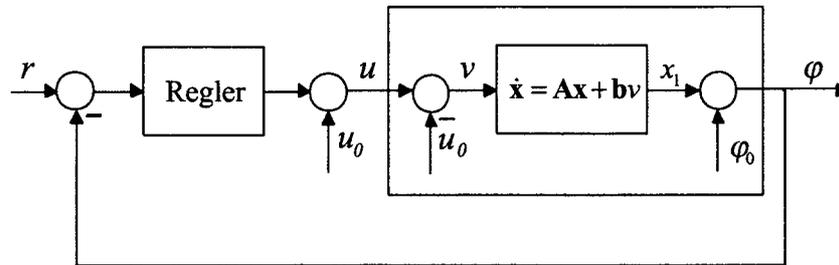


Bild 10: Regelkreis mit Kompensationen

Notluftpunkt auftritt, entgegengewirkt werden.

### 3.1 Umschaltender Regler

Um die genannten Anforderungen erfüllen zu können, wurde das bereits bestehende „gain-scheduling“ Konzept verbessert und erweitert. Die bisherige Aufgabenteilung von Groß- und Kleinsignalregler wurde im wesentlichen beibehalten. Die Hauptaufgabe des Großsignalreglers besteht darin, für eine kurze Anstiegszeit, d.h. für eine schnelle Reaktion des Systems bei Sollwertsprüngen zu sorgen. Um einen möglichst sanften Übergang in den Kleinsignalbereich zu ermöglichen, erfolgt die Einstellung des Sollwertes dabei mit möglichst geringem Überschwingen. Der Kleinsignalregler soll für die Stabilisierung der Drosselklappenposition im stationären Zustand sorgen. Die beiden Regler können z.B. mit Hilfe des Frequenzkennlinienverfahrens (*Lunze J., 1999, Landgraf C., und Schneider G., 1970*) entworfen werden.

Es hat sich in der praktischen Anwendung als zweckmäßig erwiesen, im ohnehin kleinen Winkelbereich unterhalb des Notluftpunktes (2. Modell) auf eine Umschaltung zwischen Groß- und Kleinsignalregler zu verzichten. In diesem Bereich kommt daher nur der Kleinsignalregler zum Einsatz.

### 3.2 PI-Zustandsregler

Bei der PI-Zustandsregelung wird die Zustandsrückführung um einen überlagerten PI-Regler ergänzt (*Föllinger O., 1994*). Bild 11 zeigt das Strukturbild des Regelkreises. Da der Zustandsregler durch den Integriercharakter des PI-Reglers robust gegenüber Parameterschwankungen (*Weinmann A., 1991*) der Strecke ist, kann der Regler für unterschiedliche Drosselklappenmodelle mit verschiedenen Durchmessern verwendet werden<sup>1</sup>. Die Reglerparameter des PI-Zustandsreglers können z. B. durch Eigenwertvorgabe ermittelt werden. Dazu wird die Strecke und der Regler zu einem erweiterten Modell zusammengefasst.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{c}^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (21)$$

<sup>1</sup>Hierbei bezieht sich die Robustheit auf die stationär genaue Positionierung der Drosselklappe

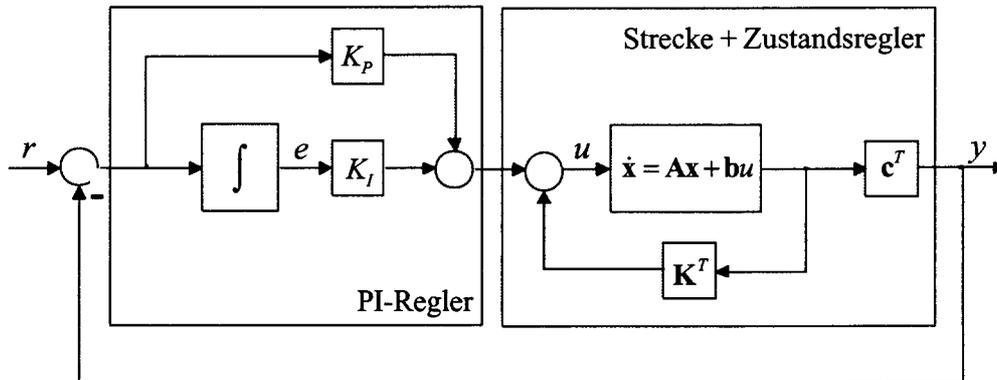


Bild 11: PI-Zustandsregelung

Für den Regler setzt man in obige Gleichung

$$u = \begin{bmatrix} \mathbf{K}^T - K_P \mathbf{c}^T & K_I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ e \end{bmatrix}$$

ein. Damit ergibt sich für das Gesamtsystem

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{e} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{b}(\mathbf{K}^T - K_P \mathbf{c}^T) & [K_I] \\ -\mathbf{c}^T & 0 \end{bmatrix}}_{\tilde{\mathbf{A}}} \begin{bmatrix} \mathbf{x} \\ e \end{bmatrix} \quad (22)$$

Durch geeignete Wahl der Reglerparameter können nun die Eigenwerte der Matrix  $\tilde{\mathbf{A}}$  eine vom Anwender gewünschte Position in der linken offenen s-Ebene annehmen. Die gewählte Lage der Eigenwerte ergibt sich in der Praxis durch Simulation und entsprechende Testläufe am Motorprüfstand.

### 3.2.1 Implementierung

Die Zustandsregelung erfordert eine Rückführung beider Zustandsgrößen. Da bei der Strecke die Zustandsvariable  $x_2$  (Winkelgeschwindigkeit) nicht messbar ist, ist es notwendig diese zu rekonstruieren. Dies kann im einfachsten Fall durch Differentiation des Winkels  $\varphi$  nach der Zeit erfolgen. Um dabei den Einfluß von hochfrequenten Störgrößen zu vermindern, wird dazu ein Differential-Element mit Verzögerung (DT<sub>1</sub>-Element) mit der Übertragungsfunktion

$$G_D(s) = \frac{s}{1 + \frac{s}{\omega_K}} \quad (23)$$

verwendet. Dieses weist in einem durch die Knickfrequenz  $\omega_K$  spezifizierten Bereich differenzierendes Verhalten auf.

Aufgrund der vorhandenen Stellgrößenbeschränkung muss der Integrierer mit einer Anti-Windup-Maßnahme versehen werden. Dadurch wird verhindert, dass trotz Erreichens der Stellgrößenbeschränkung weiterintegriert wird. Der Integrierer kann so ausreichend schnell auf Sollwertsprünge reagieren.

## 4 Ergebnisse

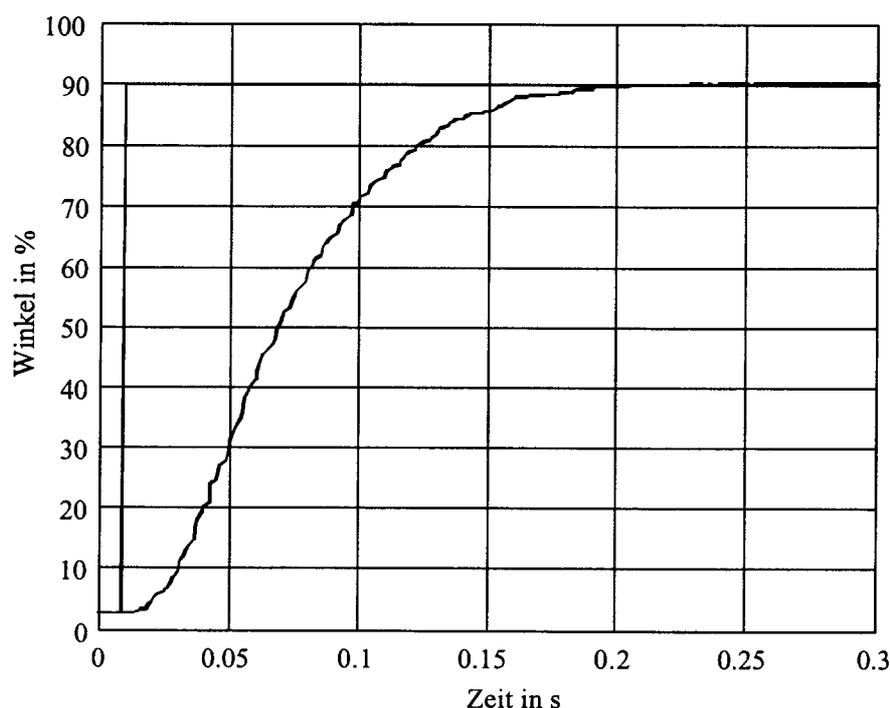


Bild 12: Sollwertsprung von 3% auf 90%

Simulationen mit dem umschaltenden Regler zeigen, dass der Regler beim Betrieb im Bereich des 1. Modells recht gute Ergebnisse erzielt, während die Ergebnisse im Bereich des 2. Modells nicht das gewünschte Verhalten zeigen. Zusätzlich dazu kommt es bei Sprüngen über den Notluftpunkt aufgrund der dabei auftretenden hohen Winkelgeschwindigkeiten in Verbindung mit der abrupten Änderung der Kompensation der Federvorspannmomente zum Überschwingen des Systems. Verbesserungen könnten einerseits durch die Einführung eines eigenen Reglers für den Bereich unterhalb des Notluftpunktes, und andererseits durch zusätzliche Berücksichtigung der Winkelgeschwindigkeit bei der Umschaltung der Kompensationskonstanten erzielt werden.

Wesentlich bessere Ergebnisse können mit Hilfe des PI-Zustandsreglers erreicht werden. Dieser zeigt bei Sprüngen oberhalb und unterhalb des Notluftpunktes, sowie bei Sprüngen über den Notluftpunkt sehr zufriedenstellende dynamische Eigenschaften. In

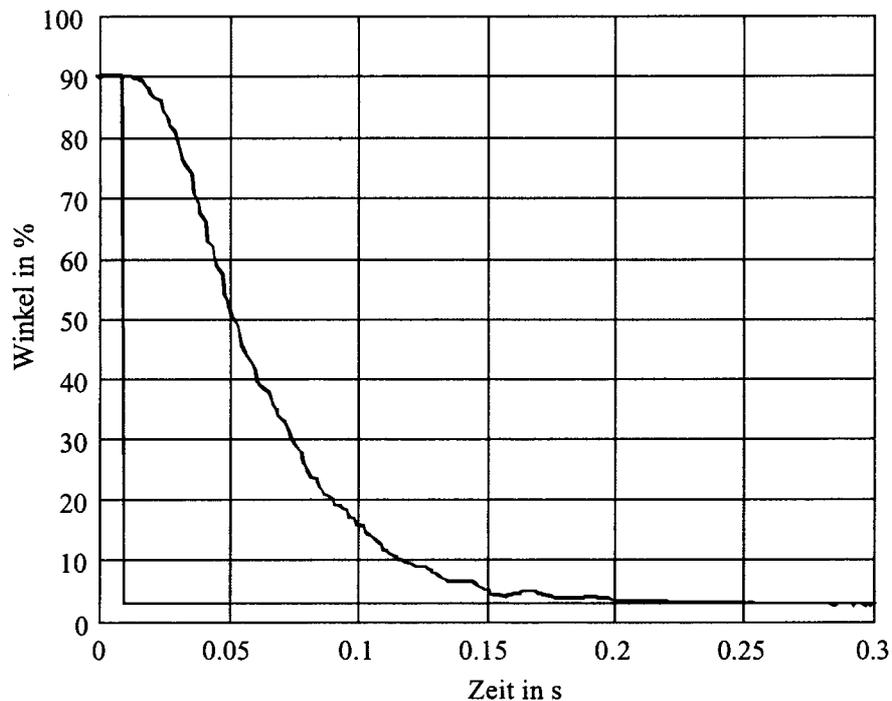


Bild 13: Sollwertsprung von 90% auf 3%

den Bildern 12 und 13 sind die gemessenen Verläufe der Drosselklappenlage bei Sollwertsprüngen von 3% auf 90% bzw. von 90% auf 3% dargestellt. Das System erwies sich im praktischen Einsatz als äußerst unempfindlich bezüglich einwirkender Störungen. Auch bei der Verwendung anderer Drosselklappentypen verschlechtert sich das dynamische Verhalten des Systems nur geringfügig.

## 5 Zusammenfassung

Der Vergleich der Ergebnisse zeigt, dass das Verhalten des Regelkreises durch eine einfache lineare Zustandsrückführung wesentlich verbessert werden kann. Da der PI-Zustandsregler robust gegenüber Parameterschwankungen der Strecke ist, kann eine Reglerumschaltung beim Übergang über den Notluftpunkt entfallen. Verglichen mit den ursprünglich eingesetzten  $PIDT_1$ -Reglern konnte somit nicht nur ein wesentlich verbessertes dynamisches Verhalten des Regelkreises erzielt werden, sondern auch die Implementierung auf der Zielhardware stark vereinfacht werden.

**Literatur:**

- Ascet-SD V4.0, 1996-1999*, User's Guide, ETAS GmbH&Co, KG Stuttgart, 1996-1999
- Bosch GmbH, 2001*, Ottomotor-Management: Grundlagen und Komponenten, Robert Bosch GmbH, 2001
- Ellis, G., 2000*, Control System Design Guide, Academic Press, 2000
- Föllinger O., 1994*, Regelungstechnik, Hüthig-Verlag, 8. Auflage, 1994
- Landgraf C., und Schneider G., 1970*, Elemente der Regelungstechnik, Springer-Verlag, 1970
- Ljung L., 1999*, System Identification: theory for the user, Prentice Hall, 1999
- Ljung L., 2000*, System Identification Toolbox, User's Guide, The Mathworks, 2000
- Lunze J., 1999*, Regelungstechnik 1, Springer-Verlag, 1999
- Streib M., und Bischof H., 2001*, Electronic Throttle Control: A Cost Effective System for improved Emmisions, Robert Bosch GmbH, 2001
- Unger E., 2001*, Rapid Prototyping Engine Management System, AVL Interner Bericht AE0580, 2001
- Weinmann A., 1991*, Uncertain Models and Robust Control, Springer Verlag, 1991

# Backstepping – Ein Rekursives Entwurfsverfahren für den Nichtlinearen Regelungsentwurf

## *Teil 2: Ein Hybrider Robuster Ansatz zur Regelung von Manipulatoren*

A. Viehweider  
Technische Universität Wien  
Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik  
Gusshausstrasse 27-29/376  
A – 1040 Wien  
Telefon: +43 1 58801 37624  
email: [viehweider@acin.tuwien.ac.at](mailto:viehweider@acin.tuwien.ac.at)

### **Kurzfassung**

*Die Regelung von Manipulatoren stellt eine klassische nichtlineare Regelaufgabe dar. In diesem Beitrag wird ein Regelverfahren eingeführt, welches basierend auf der im 1. Teil des Beitrags dargelegten Backsteppingtechnik eine robuste Folgeregelung durch eine geeignete Erweiterung gewährleistet. Da die Robustheit und Folgegenauigkeit durch die Kombination zweier Methoden gewährleistet wird, wird der Ansatz als hybrid bezeichnet. Die erzielte Qualität ist hoch, die Komplexität des Regelgesetzes im Vergleich zu herkömmlichen Methoden jedoch auch. Die Einbindung der Aktuatordynamik ist grundsätzlich kein Problem und wird skizziert.*

### **Einleitung**

Die einfachste Art der Ansteuerung einer Manipulatoranordnung ist die getrennte PID-Regelung einer jeden einzelnen Achse, wobei sich aufgrund der vernachlässigten Reibungs- und Schwerkkräfte, sowie statischen und dynamischen Kopplungseffekte mit den anderen Achsen nur Ergebnisse von geringer Güte erzielen lassen. Eine geeignete *feedforward* Kompensation kann hierbei wesentliche Verbesserungen bringen. Hierzu muss ein ausreichend guter Schätzwert des sich durch die vernachlässigten Effekte ergebenden Störmomentes bekannt sein.

Wird das Störmoment aus einem exakten Modell der Anordnung errechnet, so spricht man vom „*computed torque*“-Verfahren, hierbei können auch die Wechselwirkungen zwischen den einzelnen Achsen ermittelt und geeignet kompensiert werden. Aus der Sicht des nichtlinearen Regelungsentwurf entspricht das „*computed torque*“ – Verfahren einer Exakten Zustandslinearisierung; dies ist vor allen Dingen in Hinblick auf Robustheitsüberlegungen interessant.

Leichtere Strukturen zur Herstellung von Manipulatoren und Robotern und damit z.B. als Folge flexiblere Verbindungsglieder zwischen den einzelnen Achsen, aber auch die Zunahme

des Transportgewichts in Hinblick auf das Eigengewicht des Automaten erfordern schnellere und robustere Regelgesetze.

Folgeregelungen im Gegensatz zu Stabilisierungsaufgaben erfordern aktive Regler. Die Eigenschaft, Energie zu dissipieren ist hierbei nicht ausreichend. Es ist dies auch der Grund, wieso die Erweiterung von passivitätsbasierten Reglern mit guter Störunterdrückung für die Stabilisierung mechanischer Systeme auf die Problemstellung Folgeregung häufig misslingt.

Die Backsteppingmethodik erlaubt die Berücksichtigung eines Sollwertprofils. Nachteilig hierbei ist jedoch der zuweilen hohe Stellgrößenbedarf und die Komplexität des Regelgesetzes.

Zum Zwecke der Verbesserung der Robustheit und Qualität der Regelung bei reduziertem Stellaufwand zeigt dieser Artikel einen Ansatz auf, der parametrische Unsicherheiten von nichtlinearer Art, Störmomente und funktionale Unsicherheiten der Strecke beherrschen kann. Es wird dabei ein hybrider Ansatz aus einer *dynamischen Erweiterung des Integratorbacksteppingsverfahrens* mit der Vorgehensweise der *Nichtlinearen Dämpfung bzw. Dominierung der Unsicherheiten* kombiniert. Sind die einzelnen Parameter des Reglers geeignet gewählt, so kann ein qualitativ hochwertiges Folgeverhalten mit vernünftigem Stellaufwand erzielt werden.

Der Komplexität des Entwurfs und des Regelgesetzes an sich, kann durch Benutzung von rechnergestützter symbolischer Algebra, sowie mittels automatischer Codegenerierung begegnet werden.

## 1 Dynamische Erweiterung des Backsteppingverfahrens

Der herkömmliche nichtadaptive Backstepping Ansatz wie z.B. in [Vieh03a] aufgezeigt, führt im allgemeinen zu einem nichtlinearen, jedoch statischem Regelgesetz. Genauigkeit und Robustheit gegenüber Unsicherheiten und Störgrößen bei Beibehaltung der Stabilität und Verbesserung des Stellaufwands können durch die Hinzunahme von dynamischen Elementen im Regler erhöht werden. Hierzu werden folgende Zustandsgrößen des Reglers eingeführt

$$\gamma_i = \int_0^t z_i(\tau) d\tau, \quad i = 1 \dots n-1, \quad (1)$$

was einer einfachen Integration der  $z$ -Koordinaten des Backsteppingreglers entspricht.  $n$  ist die dynamische Ordnung der Strecke. Aus Gründen der Gewährleistung der Stabilität wird für  $z_n$  keine entsprechende Integralgröße  $\gamma_n$  eingeführt.

Die Stabilisierung einer nichtlinearen Strecke bzw. das Folgen einer Referenztrajektorie ist genau dann erreicht, wenn die einzelnen Koordinaten  $z_i$  des Reglers verschwinden. Im folgenden soll auch der um die zusätzlich eingeführten Zustände  $\gamma_i$  erweiterte Regler einer Stabilitätsuntersuchung zugänglich gemacht werden. Dies geschieht durch folgende Erweiterung der Lyapunovfunktion für das  $i$ -te Teilsystem

$$V_i(x, z_{[1..i]}) = V(x, z_{[1..i-1]}) + \frac{1}{2} z_i^2 + \frac{d_i}{2} \gamma_i^2, \quad z_{[1..i]} = (z_1, \dots, z_i) \quad (2)$$

und führt zu veränderten Regelgesetzen  $\alpha_i$ . So ergibt sich im Falle des exakten Backstepping für das System nach Gl.(4) in [Vieh03] anstelle von Gl.(7) für das Stellsignal

$$\alpha_{erw} = -c(\xi - \alpha(\mathbf{x})) - d \int_0^t (\xi - \alpha(\mathbf{x})) dt + \frac{\partial \alpha}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x})[\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\xi] - \frac{\partial V}{\partial \mathbf{x}}(\mathbf{x})\mathbf{g}(\mathbf{x}), \quad c, d \in \mathfrak{R}, \quad c, d > 0. \quad (3)$$

Durch die Einbringung des I-Anteiles bei der Annahme exakter Kompensation der Nichtlinearitäten in den Regler erinnert der Backsteppingregler an einen PI-Regler für einen Teilregelkreis in einer Kaskadenregelung (mit Verstärkungsfaktoren  $c$  und  $d$ ). Es gibt jedoch signifikante Unterschiede: Zum einen beginnt der hier betrachtete Reglerentwurf im Gegensatz zu einer Kaskadenregelung mit der „äußersten Teilstrecke“, um sich dann schrittweise in Richtung „innerster Teilstrecke“ vorzuarbeiten. Weiters sind alle erhaltenen Regelgesetze bis auf das letzte nur Zwischenergebnisse zur Berechnung des Regelgesetzes für das Gesamtsystem, es findet in keinem Schritt eine Vereinfachung einer Teilstrecke statt. Durch die rekursive Natur ergeben sich geeignete Vorsteuerungen für die unterlagerten Maschen (Siehe hierzu in Abb. 3 die stärker eingezeichneten Signalwege), die eine Kompensation der Wechselwirkungen der einzelnen Schleifen darstellen. Dies führt zu einem aggressiveren Regelgesetz. Dies erklärt auch die besondere Eignung des Verfahrens für Folgeregelungen.

## 2 Nichtlineare Dämpfung und Dominierung der Unsicherheiten zur Erhöhung der Robustheit

Für die Zwecke der Betrachtung der Robustheit sei folgendes System betrachtet

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= f_1(x_1) + \Delta(x_1, t) + x_2 \\ \dot{x}_2 &= u \\ y &= x_1, \end{aligned} \quad (4)$$

wobei  $x_1, x_2$  die Systemzustände,  $u$  der Systemeingang und  $f_1$  eine bekannte nichtlineare Funktion sind und  $\Delta(x_1, t)$  eine zeitvariante Unsicherheit, sowie  $y_1$  den Systemausgang darstellen. Die Unsicherheit weist nicht den gleichen „Eingriffspunkt“ wie der Systemeingang auf. Zunächst wird nur das Problem der Stabilisierung betrachtet. Die erste Koordinatentransformation ist hierbei  $z_1 = x_1$ . Die an dieser Strecke gewonnenen Erkenntnisse lassen sich relativ leicht verallgemeinern.

Lässt sich die Unsicherheit zerlegen in  $\Delta(x_1, t) = \varphi(x_1)\Delta(t)$  mit  $|\Delta(t)| \leq \Delta_{\max}$ , so können mittels der Methodik der Nichtlinearen Dämpfung geeignete Gesetze gewonnen werden.

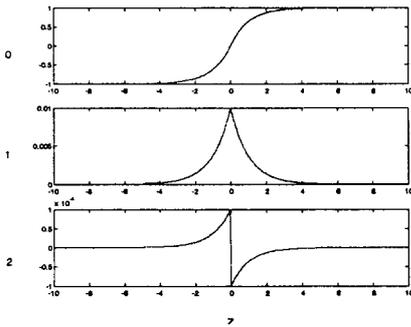


Abbildung 1: sig<sub>2</sub>-Funktion mit  
1. und 2. Ableitung

Hierzu wird das Regelgesetz  $\alpha_1$  für den virtuellen Eingang  $x_2 = z_2 + \alpha_1$  um den Ausdruck  $-s(x_1)x_1$  erweitert. Ist eine solche Zerlegung nicht möglich, lässt sich aber eine Beschränkung der gesamten Funktion  $|\Delta(x_1, t)| \leq \delta(x_1)$  finden, so kann durch eine „robuste“ Erweiterung des Regelgesetz mit  $-sig_2(z_1, \sigma_1)\delta(x_1)$  die Stabilität des Teilsystems -1. Zeile aus Gl.(4) - gewährleistet werden. Unter einer sig<sub>n</sub>-Funktion wird im folgenden eine skalare monoton steigende Funktion verstanden, die für negative Werte den Grenzwert  $\lim_{z \rightarrow -\infty} (sig_n(z, \sigma)) = -1$  und für positive

Werte den Grenzwert  $\lim_{z \rightarrow +\infty} (sig_n(z, \sigma)) = 1$  annimmt,

die zumindest  $n$ -mal stetig ableitbar ist und deren Übergangsverhalten von der negativen in die positive Sättigung durch den Formparameter  $\sigma$  beschrieben wird (Abb. 1). Für grosse Parameter  $\sigma$  wird eine harte, für kleine Werte  $\sigma$  eine weiche Schaltcharakteristik erzielt. Durch den stetigen Übergang von sig<sub>n</sub> ist eine exakte Ausregelung der Unsicherheit nicht möglich, gleichzeitig führt dies aber zu einer Reduktion der Stelldynamik.

Die weitere Herleitung des Regelgesetzes erfordert die Ableitung des Regelgesetzes für das Teilsystem. Die bereits in [Vieh03a] Abschnitt 3.2 angesprochene Problematik führt zu einer neuen Suche nach einer oberen Schranke, diesmal für die Unsicherheit, welche in diesem Entwurfsschritt in der Differentialgleichung für  $\dot{z}_2$  auftritt. Ist eine solche Schranke  $\delta_2(x_1, x_2, z_1, z_2)$  bestimmt, so kann durch Erweiterung des Regelgesetzes mit  $-sig_1(z_2, \sigma_2)\delta_2(x_1, x_2, z_1, z_2)$  Stabilität gewährleistet werden (*Ultimate Bounded Stability*).

Die Ableitung der Lyapunovfunktion  $\dot{V} = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2)$  ergibt sich insgesamt zu

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + \underbrace{z_1 \Delta_1(x_1) - z_1 sig_2(z_1, \sigma_1) \delta(x_1)}_{t_1} \\ &\quad + \underbrace{z_2 \Delta_2(x_1, z_1) - z_2 sig_1(z_2, \sigma_2) \delta_2(x_1, x_2, z_1, z_2)}_{t_2} \\ &= -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + t_1(x_1, z_1) + t_2(x_1, x_2, z_1, z_2) = -c_1 z_1^2 - c_2 z_2^2 + t(x_1, x_2, z_1, z_2). \end{aligned} \quad (5)$$

Aus der Definition der Funktion  $sig_n(z, \sigma)$  folgt, dass bei kleinen  $\sigma = [\sigma_1 \ \sigma_2]^T$  - Werten  $t$  aus (Gl.5) positiv werden kann und evtl. auch die Ableitung der Lyapunovfunktion. Wird die Ableitung  $\dot{V}$  der Lyapunovfunktion größer als 0, so bedeutet dies dass  $z_1$  und/oder  $z_2$

betragsmäßig größer werden, und damit in den  $z$  - Koordinaten des Backsteppingreglers wiederum ein Gebiet erreicht wird, in welchem die Dominierung der unsicheren Terme (und damit  $t_1, t_2 < 0$ ) wiederum gewährleistet ist. Die Grenzen dieses Gebietes begrenzen das Gebiet, in welchem der Zustandsvektor der Anordnung zu liegen kommt, bzw. die Genauigkeit der Regelung .

Die Gebietsgrenze ergibt sich zu  $c_1 z_1^2 + c_2 z_2^2 = t(x_1, x_2, z_1, z_2)$  . Dies ist eine komplizierte - für Folgeregelungen ( $z_1 = x_1 - x_{ref}(t)$ ) zeitvariante - Bestimmungsgleichung, hier in Abhängigkeit der  $z$  -Koordinaten des Reglers angegeben

$$c_1 z_1^2 + c_2 z_2^2 = t(z_1 + x_{ref}(t), z_2 + \dot{x}_{ref}(t) - c_1 z_1 - sig_2(z_1, \sigma_1) \delta(z_1 + x_{ref}(t)), z_1, z_2) . \quad (6)$$

### 3 Ein hybrider Ansatz zur Erhöhung der Robustheit und Verbesserung der Genauigkeit

Eine vollkommene Ausregelung einer Unsicherheit mithilfe der Nichtlinearen Dämpfung bzw. durch Dominierung der Unsicherheiten ist aufgrund der damit verbundenen unangenehmen hochfrequenten Stelldynamik im allgemeinen nicht möglich. Dies bedeutet, dass zur Verbesserung der stationären Genauigkeit bzw. des Folgeverhaltens andere Maßnahmen getroffen werden müssen.

Hierzu wird der Regler aus Abschnitt 2 um dynamische Elemente in Anlehnung an Abschnitt 1 erweitert. Die Lyapunovfunktion ergibt sich dadurch zu

$$V = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2 + d_1 \gamma_1^2) = \frac{1}{2}(z_1^2(t) + z_2^2(t) + d_1 (\int_0^t z_1(\tau) d\tau)^2) \quad (7)$$

und die Ableitung der Lyapunovfunktion ergibt sich bei geeignet gewähltem Regelgesetz ähnlich Gl.(5). Dies führt -in Abhängigkeit von der Integralverstärkung  $d_1$  - zu einem anderen Reglerverhalten als der Reglerentwurf nach Abschnitt 2. Es folgt aus der Beschränkung von  $z_2$  (folgt unmittelbar aus der Gestaltung des Regelgesetzes) und der Beschaffenheit der Lyapunovfunktion, dass letzere nur dann konstant sein kann, wenn  $z_1$  verschwindet. Die Einführung dieses Integralanteiles führt also zu stationärer Genauigkeit und höherer Robustheit des Entwurfs.

Der Parameter  $d_1$  hängt mit der Konvergenzgeschwindigkeit von  $z_1 \rightarrow 0$  in Zusammenhang, ein hoher Wert führt prinzipiell zu größerer Konvergenzgeschwindigkeit, dies gilt jedoch nur in einem quasistationären Zustand, bei welchem vor allem keine sprunghaften Änderungen des Prozessmodelles auftreten.

Der Wertebereich für  $d_1$  ist nach oben durch unterschiedliche Forderungen eingeschränkt. Es sind dies im einzelnen der Stellgrößenaufwand, das Verhalten bei plötzlichen auftretenden Änderungen des Prozesses und die Messrauschunterdrückung des Gesamtsystems. In

Abschnitt 4.2 wird darauf näher eingegangen. Aus diesen Gründen wird an dieser Stelle auch die Kombination mit der Nichtlinearen Dämpfung bzw. der Dominierung von Unsicherheiten vorgeschlagen.

Es gilt bei dieser Art des Entwurfes, *geeignete*

- Funktionen zur Nichtlinearen Dämpfung bzw. zur Dominierung der Unsicherheiten,
- Werte der Formparameter  $\sigma$  der zur Dominierung unsicherer Anteile eingeführten Sigma-Funktionen unter Berücksichtigung der dabei höchsten auftretenden Steldynamik,
- Werte der Verstärkungsfaktoren  $c$  (Die Verstärkungsfaktoren beeinflussen natürlich durch ihre Größe wesentlich den Stellaufwand. Das Verhältnis der Verstärkungsfaktoren  $c_1, c_2, \dots$  untereinander bestimmt jedoch auch die Güte der Störunterdrückung. ),
- Werte der Integralverstärkungen  $d$  (Hohe Werte führen zu Robustheit und hoher Genauigkeit, jedoch unmittelbar zu längeren Einschwingvorgängen bei plötzlich auftretenden Prozessänderungen und schlechterer Rauschunterdrückung).

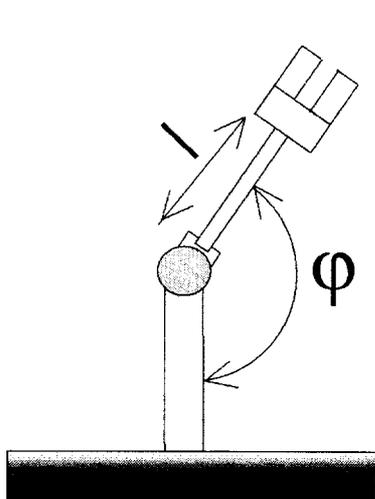
zu finden.

Dieser Entwurfsansatz weist also eine Vielzahl von Freiheitsgraden aufweist, welche als Gesamtheit auf die einzelnen Regelkreiseigenschaften wirken. Die Optimierung der Parameter lässt sich nicht geschlossen lösen, zu diesem Zwecke wird ein Entwurfstool entwickelt, welches einen iterativen, systematischen Entwurf des Reglers erlaubt, und in naher Zukunft in [Vieh03b] vorgestellt wird.

#### 4 Anwendung zur robusten Folgeregelung einer Manipulatoranordnung

Als Anwendungsbeispiel dient eine Manipulatoranordnung mit zwei Freiheitsgraden. Solch ein System kann für einfachste „pick and place“-Aufgaben verwendet werden, aber auch zur Modellierung von Positioniergestängen in unterschiedlichsten Bereichen.

Aus den Euler-Lagrangegleichungen mit  $x_1 = l$  und  $x_3 = \varphi$  folgt für die Manipulatoranordnung das Zustandssystem (8) [Deso85], wobei  $\beta_M, k_M$  die Drehmomentkonstanten der Aktuatoren,  $\beta_F, k_F$  die Federkonstanten und  $\beta_S, k_S$  die viskosen Reibungskoeffizienten der Anordnung darstellen. Die Masse  $m$  der Last ist als sprungartig veränderbarer Parameter angenommen. Zusätzlich können noch Störmomente (-kräfte)  $\Delta M, \Delta F$  auf das System einwirken.



$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= x_2 \\
 \dot{x}_2 &= \frac{1}{mx_3^2} (\beta_M u_1 - 2mx_2 x_3 x_4 - \beta_F x_2 - \beta_S x_1 \\
 &\quad - mg \sin(x_1) x_3 + \Delta M) \\
 &= f_1(x, m) + g_1(x, m) u_{11} + \Delta_1(x_3, m) \\
 \dot{x}_3 &= x_4 \\
 \dot{x}_4 &= \frac{1}{m} (k_M u_2 - k_F x_4 - k_S x_3 + mg \cos(x_1) + mx_2^2 x_3 + \Delta F) \\
 &= f_2(x, m) + g_2(x, m) u_2 + \Delta_2(m) \\
 y_1 &= x_1 \\
 y_2 &= x_3.
 \end{aligned} \tag{8}$$

Abbildung 2: Prinzipskizze der Manipulatoranordnung mit beschreibendem Gleichungssystem

Die Behandlung von MIMO-Systemen mit der Backsteppingmethode führt unter Umständen zu Reglern mit Freiheitsgraden, die im Entwurf vorteilhaft genutzt werden können ([Krst95] S.294-391). In diesem Beispiel wird eine andere Vorgehensweise verfolgt und zwar die Entkopplung des translatorischen (Index 2.) und rotatorischen (Index 1.) Teilsystems. Die Kopplungen werden geeignet kompensiert durch die Funktionen  $\rho_i$ , wobei eine exakte Kompensation der Nichtlinearitäten, sowie eine robuste Form der Entkopplung nach Abschnitt 2 und 3 betrachtet wird.

Eine Blockschaltdarstellung der Anordnung samt Regler findet man in Abb. 3. Es fällt auf, dass evtl. Unsicherheiten den gleichen „Angriffspunkt“ wie die Systemeingänge haben. Man spricht in diesem Fall von *matched uncertainties*. Dies ist bei Hinzunahme der Aktuatordynamik nicht mehr der Fall. Es ist jedoch auch in diesem Fall möglich, einen Reglerentwurf nach dem Backsteppingentwurfsverfahren durchzuführen.

#### 4.1 Reglerentwurf für die Manipulatoranordnung

Die Erweiterung des Backstepping-Verfahrens für Folgeregelung ergibt sich durch geeignete Wahl der  $z$ -Koordinaten. Zu einer systematischen Bestimmung des Reglers wird als erste Koordinatentransformation der Folgefehler für beide Systeme (rotatorisch und translatorisch) betrachtet

$$\begin{aligned}
 z_{11} &= x_1 - y_{1,ref} \\
 z_{21} &= x_3 - y_{2,ref},
 \end{aligned} \tag{9}$$

wobei  $y_{1,ref}$  und  $y_{2,ref}$  die Referenzprofile für die Dreh- und Schubbewegung sind und  $n$ -fach ableitbar sein müssen. Ist dies nicht a-priori gegeben, so müssen die Referenzverläufe geeignet gefiltert werden.

Die beiden Systeme sollen um den Ursprung in  $\mathbf{z}$ -Koordinaten stabilisiert werden. Es soll in der folgenden Herleitung nur ein Teilsystem betrachtet werden und zwar Teilsystem 1. Die Ableitung der neuen Zustandsgrösse ist

$$\dot{z}_{11} = \dot{x}_1 - \dot{y}_{1,ref} = x_2 - \dot{y}_{1,ref}. \quad (10)$$

Nun kann nach Abschnitt 3.1 vorgegangen werden.  $x_2$ , die Drehgeschwindigkeit des Gelenks stellt den virtuellen Eingang des Teilsystems dar. Als zweites wird die Koordiantentransformation  $z_{12} = x_2 - \alpha_{11}$  eingeführt. Damit wird Gl.(10) zu

$$\dot{z}_{11} = z_{12} + \alpha_{11} - \dot{y}_{1,ref}. \quad (11)$$

Ist  $\alpha_{11} = -c_{11}z_{11} + \dot{y}_{1,ref}$ ,  $c_{11} > 0$ , so ist das Teilsystem 1 bei verschwindendem  $z_{12}$  stabil mit der Lyapunovfunktion  $V_{11} = \frac{1}{2}z_{11}^2$ . Mit Hinzunahme eines Integralanteiles ergibt sich nach Abschnitt 3.2 folgendes Regelgesetz für das Teilsystem

$$\alpha_{11} = -c_{11}z_{11} - d_{11}\gamma_{11} + \dot{y}_{1,ref}. \quad (12)$$

Nun folgt der wesentlichste Rekursionsschritt, das „Zurückziehen des Regelgesetzes vor den Integrator“ durch Ableitung von  $z_{12}$ :

$$\begin{aligned} \dot{z}_{12} &= \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_{11} = \dot{x}_2 + c_{11}\dot{z}_{11} + d_{11}z_{11} + \ddot{y}_{1,ref} = \dot{x}_2 + c_{11}(-c_{11}z_{11} + z_{12}) + d_{11}z_{11} + \ddot{y}_{1,ref} = \\ &= f_1(\mathbf{x}, m) + g_1(\mathbf{x}, m)u_1 + \Delta_1(\mathbf{x}, m) + c_{11}(-c_{11}z_{11} + z_{12}) + d_{11}z_{11} + \ddot{y}_{1,ref}. \end{aligned} \quad (13)$$

Es muss nun ein Regelgesetz für das erweiterte System gefunden werden, so dass die Lyapunovfunktion des Teilsystems  $V_1 = \frac{1}{2}z_{11}^2 + \frac{d_{11}^2}{2}\gamma_1^2 + \frac{1}{2}z_{12}^2$  eine negativ definite Ableitung hat. Eine Lösung  $u_{1,exact}$  für den Nominalfall ( $m = const., \Delta_1 = 0$ ) ist

$$u_{1,exact} = -g_1(\mathbf{x}, m)^{-1}(f_1(\mathbf{x}, m) + c_{11}(-c_{11}z_{11} + z_{12}) + d_{11}z_{11} + \ddot{y}_{1,ref} + c_{12}z_{12} + z_{11}), \quad (14)$$

wobei  $g_1(\mathbf{x}, m) \neq 0$  durch die Topologie der Anordnung garantiert ist. Damit folgt für die Ableitung der Lyapunovfunktion  $\dot{V} = -c_{11}z_{11}^2 - c_{12}z_{12}^2$ .

Bei bekanntem Intervall der Last lassen sich die unsicheren Funktionsterme geeignet abschätzen und das Regelgesetz geeignet erweitern (mittels  $\rho_1$  und  $\rho_2$ ). Abb. 3 zeigt das Blockschaltbild von Regler und Strecke. Man beachte, wie eine Geschwindigkeits- und Beschleunigungsvorsteuerung sich unmittelbar aus dem Entwurfsverfahren ergeben und im Gegensatz zu einer Kaskaden-PI-Regleranordnung weitere Anteile zur dynamischen Entkopplung der Kaskaden hinzugefügt werden (in Abb. 3 die stärker eingezeichneten Signalwege).

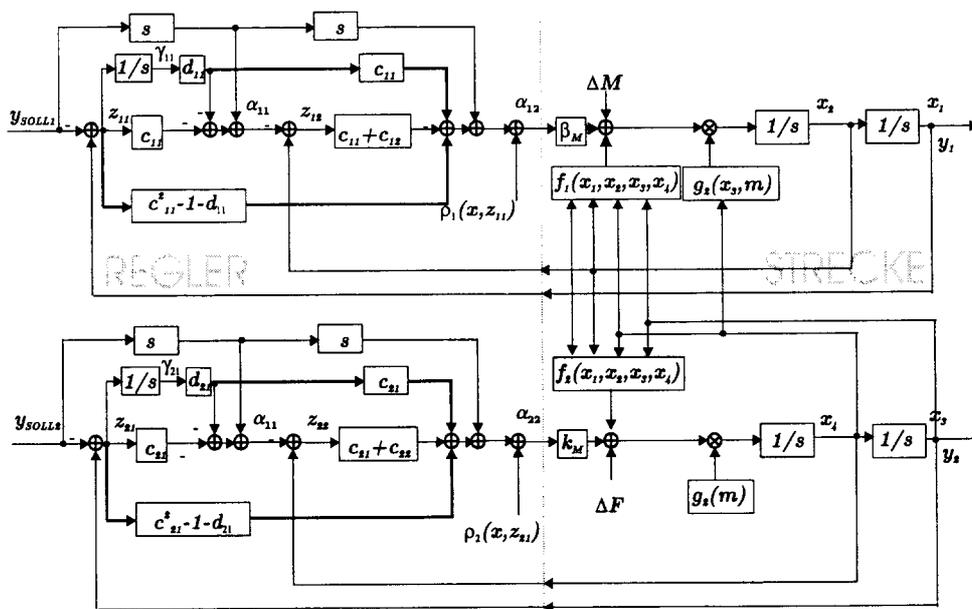


Abbildung 3: Blockschaltbild des Reglers und der Anordnung

Backstepping erlaubt eine einfache Erweiterung des Entwurfs um die Dynamik des Aktuators (Abb. 5). In diesem Fall erfüllen die auftretenden Unsicherheiten nicht mehr die *matching condition*. Dies ist für das Verfahren kein prinzipielles Problem, jedoch kann es wegen der in [Vieh03a] Abschnitt 3.2 angesprochenen Sachverhalte zu einem komplexen Regelgesetz führen. Aus der Sicht des Entwurfs wird ein weiterer Rekursionsschritt durchgeführt. Dies bedeutet wiederum Berechnung der zeitlichen Ableitung des Regelgesetzes für das Teilsystem und setzt natürlich Stetigkeit desselben voraus. Computeralgebraische Unterstützung ist unabdingbar. Der Aktuator in Abb. 5 ist durch folgendes Modell beschrieben

$$\begin{aligned} L_1 \dot{I}_1 + R_1(x_2, I_1) &= \alpha_{13} \\ L_2 \dot{I}_2 + R_2(x_4, I_2) &= \alpha_{23}, \end{aligned} \quad (15)$$

wobei  $I_1, I_2$  die Ankerströme in den beiden Antrieben,  $L_1, L_2$  die entsprechenden Induktivitäten,  $R_1, R_2$  die Zusammenfassung der elektrischen Widerstände der Ankerspule, sowie der elektromagnetischen Kräfte und  $\alpha_{13}, \alpha_{23}$  die Regelgesetze bzw. Stellgrößen(-spannungen) für die beiden Systeme darstellen.

Die Funktionen  $r_1(c_{11}, c_{12}, z_{11}, z_{12}, \gamma_{11}, \gamma_{12})$  und  $r_2(c_{21}, c_{22}, z_{21}, z_{22}, \gamma_{21}, \gamma_{22})$  in Abb. 5 sind nur der Übersichtlichkeit eingeführt und ergeben sich unmittelbar aus dem Entwurfsverfahren.

## 4.2 Simulation

Ein Regler nach Abbildung 3 wurde realisiert. Die Parameter des Reglers sind  $c_{11} = 3$ ,  $c_{12} = 6$ ,  $d_{11} = 1(10)$ ,  $c_{21} = 3$ ,  $c_{22} = 6$ ,  $d_{21} = 1(10)$ . Die Parameter der Strecke sind im Anhang angegeben.

Dem Regler wurde für beide Teilsysteme (translatorisch und rotatorisch) ein sinusförmiges Signal vorgegeben. Hier soll nur das rotatorische Teilsystem betrachtet werden. Die Soll- und Istverläufe sind jeweils in Grad angegeben. Den Messsignalen wurde ein Rauschsignal (die Quadratwurzel der mittleren Rauschleistung beträgt  $1.2^\circ$ ) überlagert, die Darstellung ist jeweils ohne Rauschteil.

In einem ersten Reglerentwurf werden die auftretenden Unsicherheiten verursacht durch plötzliche Laständerungen nicht berücksichtigt (Exaktes Backstepping). Aus Abb. 7 ist klar zu erkennen, dass ohne Integralanteil ( $d_{11} = 0$ ,  $d_{21} = 0$ ) der Folgefehler sehr gross wird. Bei Hinzunahme eines Integralanteiles (Abb. 8,  $d_{11} = 10$ ,  $d_{21} = 10$ ) kann der Folgefehler wesentlich verbessert werden.

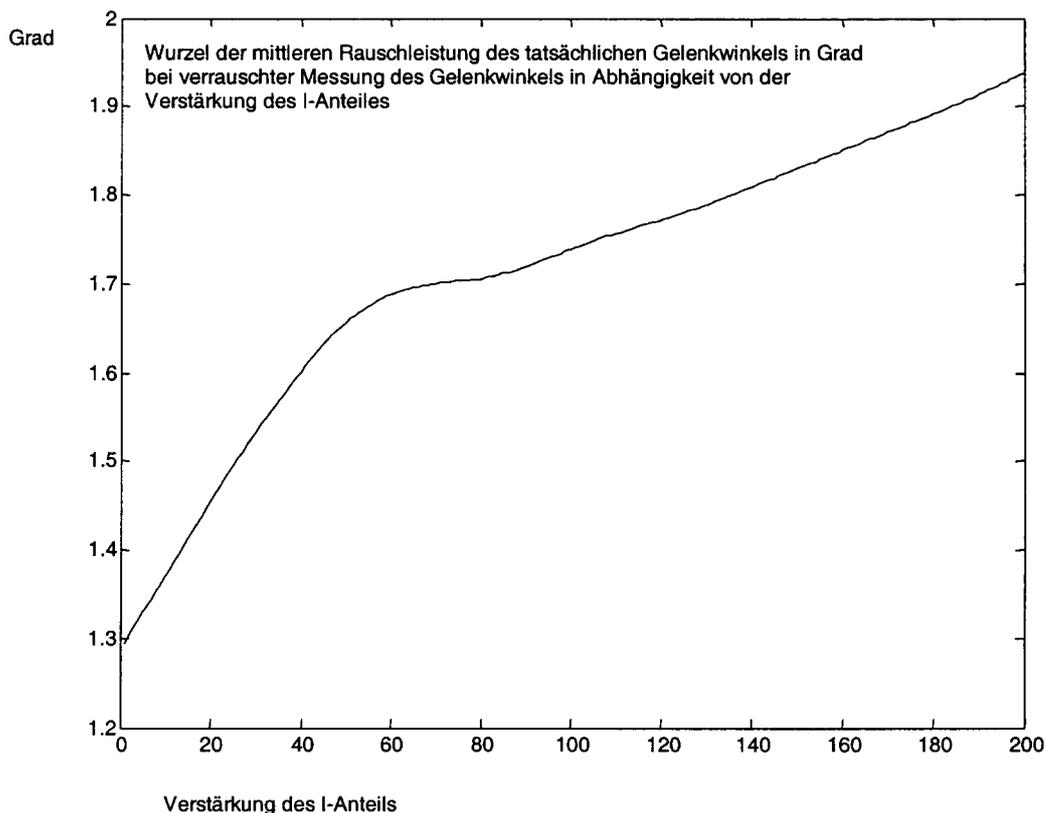


Abbildung 4: Rauschanteil in Abhängigkeit von der Verstärkung des I-Anteils



Bei weiterer Erhöhung des Integralanteiles zur Verringerung des Folgefehlers muss folgendes festgestellt werden: Die Stellgröße wächst stark an und es kommt zu unerwünschten Einschwingphänomenen bei plötzlichen Laständerungen. Zudem wird die Unterdrückung des Messrauschens bei zunehmendem I-Anteil schlechter. In Abb. 4 ist hierzu die Standardabweichung des Rauschteiles der Ausgangsgröße in Abhängigkeit von der Verstärkung  $d_{11}$  des I- Anteils aufgetragen; es ist zu sehen, dass bei zunehmendem I- Anteil auch die durch das Messrauschen verursachten Bewegungen der Ausgangsgröße zunehmen. Dies führt dazu, dass der I-Anteil in Grenzen gehalten werden muss und der Unsicherheit des Systems durch geeignete robuste Erweiterung des Regelgesetzes begegnet werden muss.

Bei Hinzunahme einer robusten Erweiterung wird die Forderung, die Zustände  $z_{11}, z_{12}$  des Reglers in den Ursprung zu bringen, auf die Forderung der Beschränkung auf ein Gebiet um den Ursprung zu bringen (*Uniform Ultimate Boundedness*) aufgeweicht. Abb. 9 zeigt Ergebnisse des robusten Reglers ohne Integralanteil, es wurde dabei das Gebiet, in welches die Zustände konvergieren, relativ groß gehalten, um nicht zu hohe dynamische Anteile des Regelgesetzes zu erhalten. Dadurch kommt es zu leichten Abweichungen. Dennoch ist das Folgeverhalten zufriedenstellend: Bei niedriger Stellgröße im Vergleich zu Abb. 8 wird akzeptables Folgeverhalten erreicht.

Wird nun ein Integralanteil mit niedriger Verstärkung hinzugefügt, so erhält man gutes Folgeverhalten bei vernünftiger Stellgröße (Abb. 10).

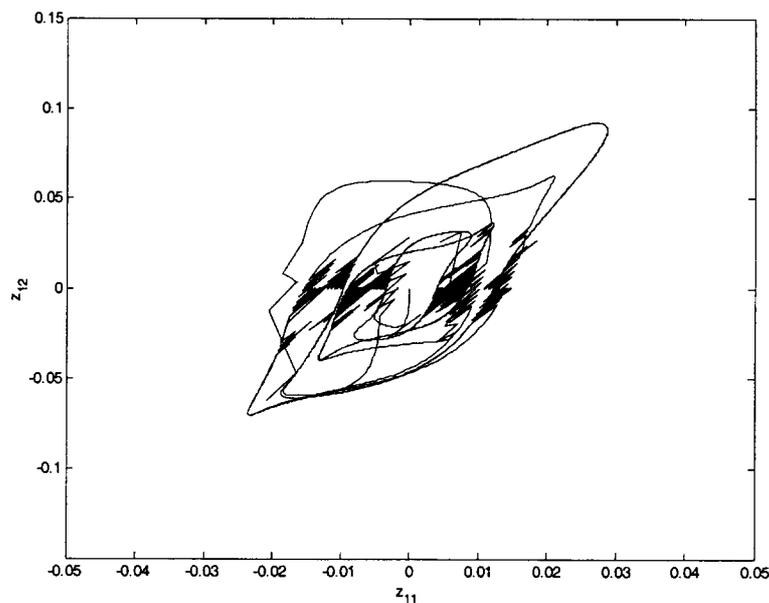
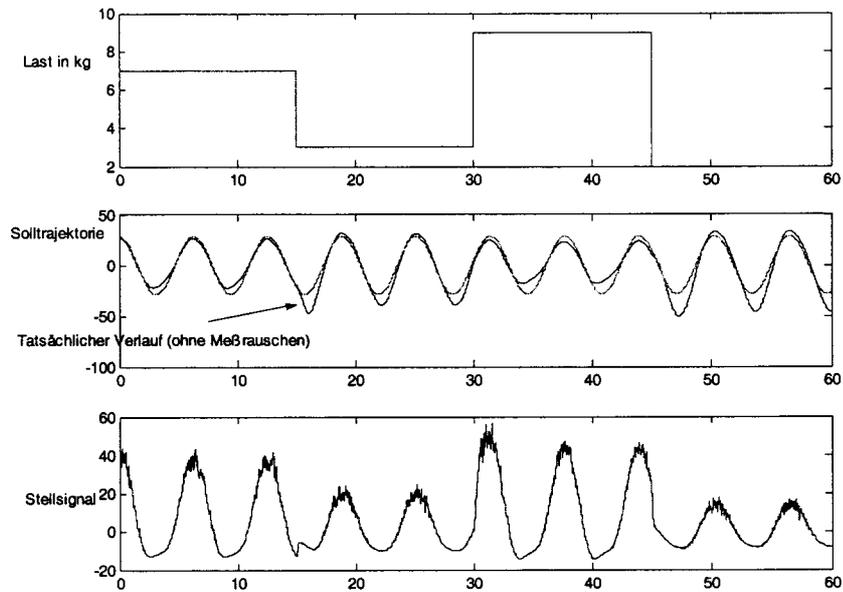
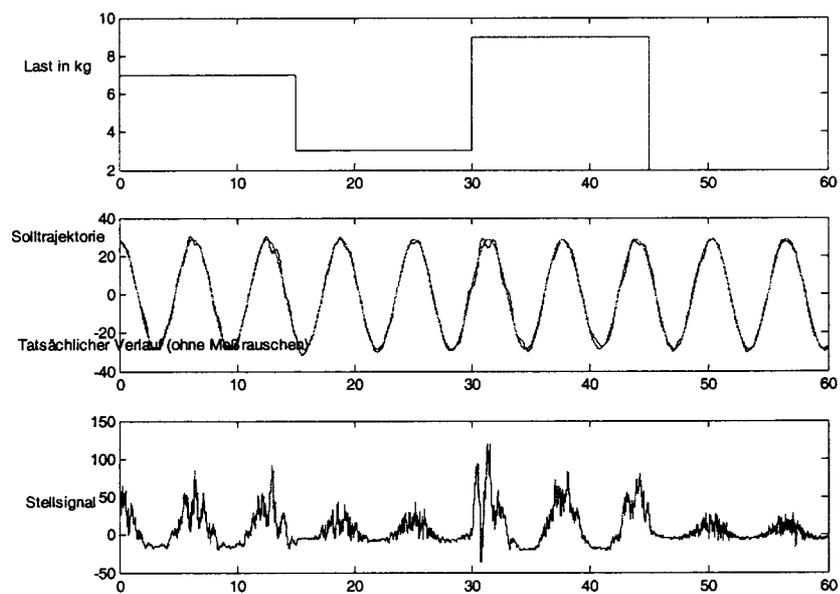


Abbildung 6: Phasenverlauf in z-Koordinaten

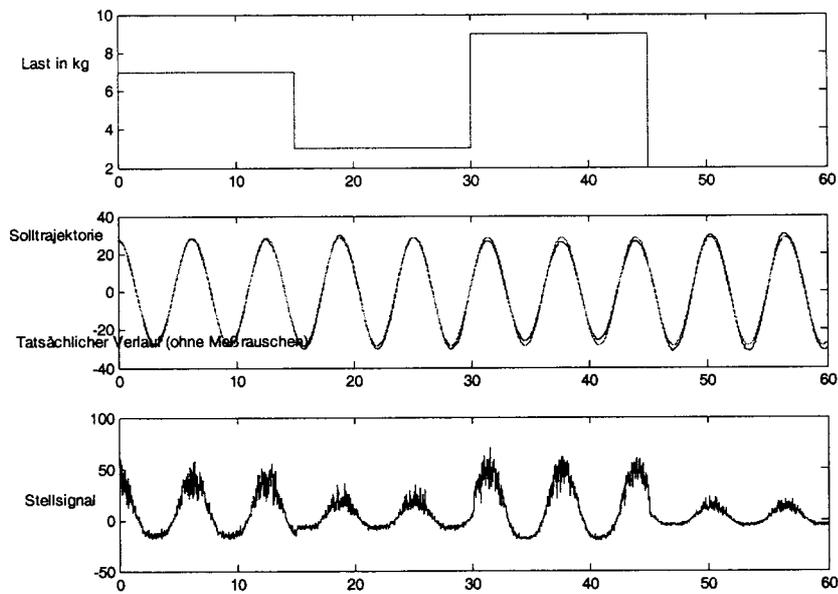
In Abb. 6 ist der Phasenverlauf der Koordinaten  $(z_{11}, z_{12})$  angegeben, welcher die Konvergenz der Trajektorien in eine Umgebung des Ursprungs aufzeigt. Hierbei ist zur besseren Veranschaulichung kein Messrauschen berücksichtigt.



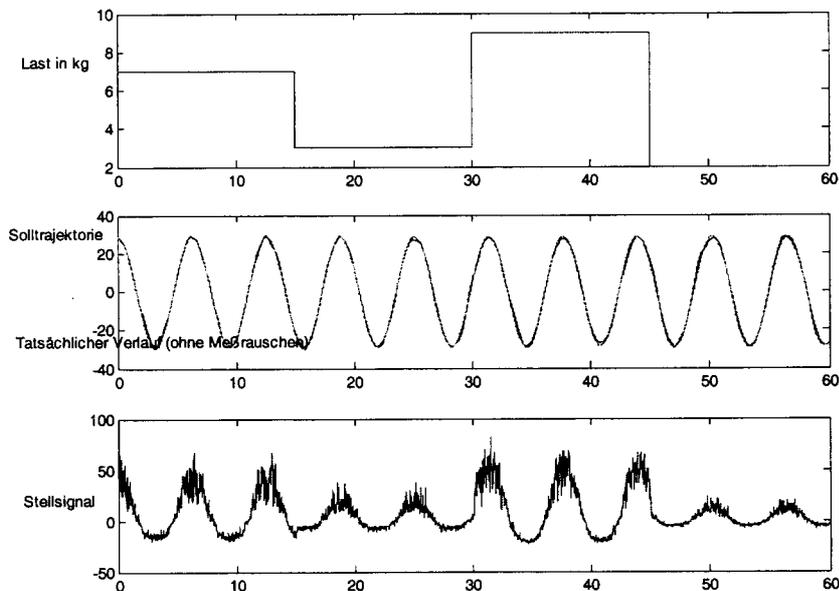
**Abbildung 7: Exaktes Backstepping ohne Integralanteil**



**Abbildung 8: Exaktes Backstepping mit Integralanteil**



**Abbildung 9: Robustes Backstepping ohne Integralanteil**



**Abbildung 10: Robustes Backstepping mit Integralanteil**

## 5 Zusammenfassung und Ausblick

Es wurde ein neues Verfahren zur Robusten Folgeregelung für Manipulatoren eingeführt. Die Verknüpfung von Nichtlinearer Dämpfung bzw. Dominierung der Unsicherheiten mit der Einführung eines „I-Anteils“ für den Backsteppingregler führt zu einem Reglerkonzept, dass

eine robuste Folgeregelung bei vertretbarem Stellaufwand realisiert. Die Freiheitsgrade des Backsteppingsreglers beschränken sich nicht auf die rein numerische Festlegung der Reglerparameter, sondern erlauben eine sehr viel größere Entwurfsfreiheit, insbesondere die Methodik der Nichtlinearen Dämpfung und Dominierung von Unsicherheiten erfordert die Auswahl geeigneter Funktionen  $s_{ij}(\mathbf{x}, \mathbf{z})$  bzw.  $\delta_{ij}(\mathbf{x}, \mathbf{z})$ . Die Festlegung dieser Funktionen zusammen mit der Parameterwahl ergeben das Gebiet, in welchem der Zustandsvektor in  $\mathbf{z}$ -Koordinaten schlussendlich zu liegen kommt. In dem aufgezeigten Beispiel wurde die Dominierung der Unsicherheiten mittels geeigneter oberer Schrankenfunktionen erreicht. Die Parameter zur Regelung wurden teils durch Simulation und lokaler Parameteroptimierung gewonnen. In einer weiteren Veröffentlichung des Autors [Vieh03b] wird eine iterative Methodik zur systematischen Generierung der Dämpfungsfunktionen und Schrankenfunktionen zur Dominierung der Unsicherheiten und der Reglerparameter mittels Rechnerunterstützung vorgestellt.

### Literaturverzeichnis

- [Deso85]: Desoyer K., Kopacek P., Troch I, *Industrieroboter und Handhabungsgeräte, Aufbau, Einsatz, Dynamik, Modellbildung und Regelung*, Oldenbourg, 1985.
- [Hamk98]: C. H. Ham, J. Kaloust, R. Johnson, *Nonlinear robust controller for a class of nonlinear uncertain systems*, IEEE Proceedings Control Theory Applications, Vol. 145, No. 5, September 1998.
- [Kane91]: I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic, A. St. Morse, *Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems*, IEEE Transactions On Automatic Control, Vol. 36, No. 11, November 1991.
- [Krst95]: M. Krstic, I. Kanellakopoulos, P. Kokotovic, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, Wiley Interscience, 1995.
- [Sepu97]: R. Sepulchre, M. Jankovic, P. Kokotovic, *Constructive Nonlinear Control*, Springer, 1997.
- [TaCh00]: Y. Tan, J. Chang, J. Hu, H. Tan, *Advanced Nonlinear Control Strategy for Motion Control Systems*, Report Electrical Engineering Department University of California, Los Angeles, UCLA, 2000.
- [Vieh03a]: A. Viehweider, *Backstepping-Ein Rekursives Entwurfsverfahren für den Nichtlinearen Regelungsentwurf-, Teil 1:Grundlagen und Einführung*, IJAA,Heft 1, Jg.11, 2003.  
<http://www.acin.tuwien.ac.at>
- [Vieh03b]: A.Viehweider, *A Design and Optimization Method for Robust Backstepping with Integral Action*, in Vorbereitung.
- [Zhao98]: J. Zhao, I. Kanellakopoulos, *Flexible Backstepping Design For Tracking And Disturbance Attenuation*, Int. J. Robust Nonlinear Control 8, 1998.

## Anhang

### A1 Parameter der Manipulatoranordnung

	Rotatorisch, System 1	Translatorisch, System 2
Motorkonstanten	$\beta_M = 1$	$k_M = 10$
Reibkoeffizienten	$\beta_F = 1$	$k_F = 1.2$
Federkonstanten	$\beta_S = 10$	$k_S = 6$
Masse der Last	$m = [1 \dots 9], m_{NOM} = 5$	

## **10 Jahre IJAA**

### **International Journal Automation Austria**

International Journal Automation Austria wurde im Jahre 1992 ins Leben gerufen. Die Zielsetzung ist sowohl auf kontinuierliche wie diskrete Prozesse ausgerichtet, worunter sowohl zeitorientierte Prozesse (time-driven) als auch ereignisdiskrete (event-driven) verstanden werden.

Diese Idee der gemeinsamen und verschmolzenen Darstellung genannter Gebiete im Jahre 1992 hat sich als weitblickend erwiesen. Als Nachweis für die richtige Orientierung kann angeführt werden, dass die im Jahre 2001 durchgeführte Zusammenführung der Institute "Flexible Automation" und "Elektrische Regelungstechnik" an der Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität Wien denselben synergetischen Grundgedanken aufweist. Noch dazu überspannt IJAA zwei Fakultäten "Maschinenbau" und "Elektrotechnik und Informationstechnik" der Technischen Universität Wien.

Sowohl anwendungsorientierte Arbeiten als auch theoretische werden zur Publikation angenommen. Sofern beides gemeinsam angesprochen werden kann, ist es noch eher begrüßenswert.

Neben dem überwiegenden Teil aus Originalarbeiten werden auch Dissertationskurzfassungen und Buchbesprechungen veröffentlicht, auch Mitteilungen über Veranstaltungen und Schlaglichter präsentiert.

In dem vergangenen Jahrzehnt wurden insgesamt 60 Originalarbeiten mit zusammen 866 Seiten publiziert. Einschließlich der Berichte, Buchbesprechungen und Mitteilungen sind es rund 1200 Seiten. Was den Umfang je Jahrgang (meist zwei Ausgaben) betrifft, so ist die Tendenz steigend.

Die Aufsätze werden deutsch oder englisch, letzteres bevorzugt, veröffentlicht. Dabei wird stets auf eine breit verständliche Einführung und Anwendungsbeschreibung geachtet.

Als besonderer Vorzug ist zu werten, dass IJAA nicht nur in Einzelheften als Hardcopy erscheint, sondern auch ins Internet gestellt und somit weltweit zugänglich ist. Die Internet-Adressen sind

<http://www.acin.tuwien.ac.at/IJAA/index.htm>  
[http://www.ihrt.tuwien.ac.at/IFAC\\_AUT](http://www.ihrt.tuwien.ac.at/IFAC_AUT),

auf den korrespondierenden Homepages der Technischen Universität Wien Institute Automatisierungs- und Regelungstechnik (ACIN) und Handhabungsgeräte und Robotertechnik (IHRT).

Als Chief Editors fungieren Alexander Weinmann und Peter Kopacek, Technische Universität Wien; als Coeditor K. Desoyer, N. Dourdoumas, H.P. Jörgl, K. Schlacher und I. Troch (Österreich), H. Fuchs, F. Wahl und G. Schmidt (Deutschland), W. Schaufelberger (Schweiz), T. Vamos (Ungarn) und schließlich D. Noe (Slowenien).

Die Arbeiten werden einem genauen Review unterzogen. Dennoch wird darauf geachtet, sehr kurze Zeiten zwischen Einreichung und Veröffentlichung sicherzustellen, wenn nichts dagegenspricht.

Die Zeitschrift IJAA verdankt ihr Bestehen nicht nur den kleinen Sponsorbeiträgen für die Hardcopies, sondern vor allem der freiwilligen Mehrleistung von etlichen Personen, insbesondere J. Heinrich, I. Nemetz, R. Pauker, F. Babler, N. Hofbauer, die ihre Arbeit der guten Idee einer österreichischen wissenschaftlichen Fachzeitschrift mit weltweiter Verbreitung widmen.

Alexander Weinmann

## **12. Internationaler Workshop on „Robotics in Alpe-Adria-Danube Region – RAAD’03“**

Cassino, Italien  
7. - 10. Mai 2003

Der Workshop entwickelte sich aus einer Gemeinschaftsinitiative Österreich – Slowenien im Jahre 1992. Waren es beim 1. Workshop in Portoroz (Slowenien) noch 26 Teilnehmer, ist seit dem eine kontinuierliche Weiterentwicklung festzustellen. So konnten diesmal 81 Teilnehmer registriert werden. Dieser Workshop fand bereits dreimal in Österreich statt: 1993 in Krems, 1995 in Pörschach und 2001 in Wien.

Zweck dieser Veranstaltung ist es jährlich einen möglichst umfassenden Überblick über die Entwicklung der Robotertechnik im weitesten Sinn überwiegend in den Ländern des Donauraums zu geben. In letzter Zeit wurde es zunehmend internationaler, was durch Beiträge von Frankreich, Griechenland, Japan, Mexiko, Singapur, Spanien, UK, USA und Venezuela unterstrichen wurde.

In drei Übersichtsvorträgen von Paolo Dario (Scuola Superiore Sant’Anna, Pisa) über Einsatz von Robotern in der Chirurgie sowie von Atsuo Takanishi, Japan, Entwicklungen der Robotertechnik in Japan und insbesondere in der Waseda University wurden übersichtsmäßig spezielle Themen der modernen Robotertechnik behandelt. P. Dario skizzierte die Fortschritte der Robotertechnik, insbesondere in der Mikrochirurgie und berichtete über Anwendungen sowie aktuelle Forschungsschwerpunkte. An der Waseda University wurde im Jahre 1973 einer der ersten zweibeinigen Roboter entwickelt. Zwischenzeitlich ist man bei WABIAN-V angelangt. Die Waseda University war maßgebend an der Entwicklung von professionellen zweibeinigen Robotern, welche derzeit am Markt erhältlich sind, beteiligt. Aufgrund dessen wurde im Jahre 2000 ein spezielles Forschungsinstitut für zweibeinige (humanoide) Roboter ins Leben gerufen. Dieses Institut beschäftigt sich derzeit schwerpunktmäßig mit der Nachbildung des menschlichen Gesichtes, mit neuen Methoden des künstlichen Sprechens, sowie dem sozialen und psychologischen Verhalten der menschenähnlichen Roboter. Eine Sonderstellung nahm das dritte Survey Paper ein, welches im Rahmen einer Besichtigung des Fiat-Montagewerkes in Cassino abgehalten wurde. Anton Cesare Ferrara gab einen Überblick über eine komplette Umstrukturierung dieses Werkes in den letzten zwei Jahren durch den Einsatz von Robotern. In der anschließenden Werksführung konnten die vorgestellten Roboterapplikationen in ihrer Anwendung besichtigt werden.

Die 73 technischen Papers aus 19 Ländern behandelten überwiegend spezielle Arbeiten auf dem Gebiet der Robotertechnik – überwiegend der Robotermechanik. Österreich war mit zwei Beiträgen „Robot Assistet Playing“ und „Robots for Edutainment“ vertreten. Eine Besichtigung des Laboratoriums für Robotik und Mechatronik der Universität Cassino rundete das technische Programm ab. Die Proceedings liegen in CD-ROM Form vor und können bei Bedarf beim IFAC Beirat angefordert werden.

Auch dieser 12. Workshop in der Serie war durch Prof. M. Ceccarelli und seinem Stab von der Universität Cassino bestens organisiert. 2004 wird der 13. Workshop in Brno (Tschechische Republik) und 2005 das 14. Workshop in Rumänien abgehalten werden.

P. Kopacek

### **3. österreichisch-bulgarischer Automatisierungstag**

18. April 2003  
Sofia, Bulgarien

Der 3. österreichisch-bulgarische Automatisierungstag fand in der großen Konferenzhalle der bulgarischen Akademie der Wissenschaften in Sofia statt. Er diente – wie die beiden vergangenen – dazu bulgarischen Vertretern aus Wissenschaft und Industrie einen Überblick über die automatisierungstechnische Entwicklung in Österreich zu geben. Dies war besonders wichtig, da die bulgarische Industrie derzeit durch Investoren aus westlichen Ländern aufgebaut und modernisiert wird.

Eröffnet wurde dieser Automatisierungstag von österreichischer Seite durch Mag. Z. Pandeva in Vertretung von DI Gaidusek vom österreichischen Science and Research Liaison Office des österreichischen Ost- und Südostinstitutes (OSI), vom Präsidenten der österreichischen Gesellschaft für Mess- und Automatisierungstechnik (ÖGMA), Dr. G. Fürnsinn und vom Handelsattaché der Österreichischen Botschaft in Sofia, Mag. Ortner. Von bulgarischer Seite durch Prof. R. Zachariev vom Central Laboratory of Mechatronics and Instrumentation der bulgarischen Akademie der Wissenschaften sowie vom Generalsekretär der bulgarischen Akademie der Wissenschaften Prof. Dr. N. Yakimov.

Das Programm bestand diesmal aus österreichischen Beiträgen und von bulgarischer Seite aus Posterpräsentationen. In seinem Einleitungsreferat „Forschungs- und Entwicklungsaktivitäten in der Automatisierungstechnik in Österreich“ gab Prof. Dr. P. Kopacek einen Überblick über die österreichische Forschungsfinanzierungslandschaft auf diesem Gebiet. Ausgehend von den Problemen heimischer Unternehmungen, und hier besonders Klein- und Mittelbetrieben versuchte er Aktivitäten – überwiegend der österreichischen Bundesregierung – hinsichtlich der Zusammenarbeit von Universitäts- und Forschungsinstituten mit diesen Betrieben darzustellen. Aus aktuellem Anlass – Unterzeichnung der Beitrittsverträge der EU u.a. auch mit Bulgarien ging er insbesondere auf EU-Projekte im 5. und 6. Rahmenprogramm ein. Im anschließenden Übersichtsbeitrag von Prof. Dr. P. H. Osanna, welcher in Vertretung von Prof. N. Durakbasa gehalten wurde, einen Überblick über neueste messtechnische Entwicklungen in Österreich.

Der dritte Übersichtsbeitrag war der Entwicklung der Automatisierungstechnik in Österreich gewidmet. Prof. Dr. P. Kopacek gab einen Überblick über die Entwicklung der Prozessautomatisierung als auch der Fertigungsautomatisierung und zeigte an einigen ausgewählten Beispielen den Stand der Technik in Österreich. Diese Beispiele stammten aus dem Gebiet der Bahnplanung mobiler Roboter mit Fuzzy-Methoden sowie neuronalen Netzen, der Automatisierung von Kaltwalzstrassen, von realisierten modularen „low-cost“ CIM-Konzepten sowie Probleme beim Einsatz mehrerer mobiler Roboter.

Im Beitrag der Fa. Festo, gehalten von Dr. G. Fürnsinn und DI Christof wurde die Anwendung eines neuen modularen, flexiblen Handhabungssystems vorgestellt. Es wurde an zahlreichen Anwendungsbeispielen aus Bulgarien deren Effizienz und Leistungsfähigkeit transparent gemacht. In Vertretung von Dr. B. Kopacek gab Prof. P. Kopacek von der Österreichischen Gesellschaft für Systemtechnik und Automatisierung (SAT) einige Beispiele über von dieser Gesellschaft entwickelte Einrichtungen für Laborexperimente. Beginnend mit dem Lehrsystem Regelungstechnik, welches sich in letzter Zeit am Markt steigender

Beliebtheit erfreut, über ein Modulsystem zum Aufbau von Labormontagezellen bis zur Entwicklung schneller mobiler Miniroboter.

P. Kopacek

### **3. IFAC Workshop DECOM – TT2003**

#### **Automatic systems for building the infrastructure in developing countries (knowledge and technology transfer)**

26 – 28. Juni 2003,  
Istanbul, Türkei

Dieses 3. IFAC DECOM Workshop wurde von dem „Turkish National Committee on Automatic Control (TOK), der türkischen IFAC NMO organisiert. Es behandelte alle Aspekte, welche die moderne Automatisierungstechnik für Entwicklungsländer derzeit in der Lage ist zu leisten. Der Bogen spannte sich dabei von der Produktionsautomatisierung über Transportsysteme, Robotersysteme, über Energieversorgungssysteme bis hin zur Ausbildung und Training.

Das Programm beinhaltete 4 Survey Papers und 52 technische Papers, welche in 18 Technical Sessions angeordnet waren. Österreich war in einer eigenen Session mit 3 technischen Papers über Technologie-Management in Entwicklungsländern vertreten.

Zunächst zeigte P. Kopacek an Hand einer ausgeführten Demontagezelle für gebrauchte Leiterplatten wie der „Elektronikschrotberg“ in Entwicklungsländern zu deren industrieller Infrastrukturentwicklung beitragen könnte. P. H. Osanna beschäftigte sich mit der Qualitätssicherung und N. Durakbasa mit der dazu erforderlichen Ausbildung.

Aufgrund der Themenstellung waren die Inhalte der Papers relativ heterogen, gaben aber einen ausgezeichneten Überblick über den derzeitigen Stand und künftige Entwicklungstendenzen auf diesem Fachgebiet. Das Workshop wurde von ungefähr 70 Teilnehmern besucht und war sehr gut organisiert.

Als nächstes wird sich das Technical Committee on Developing Countries der vom 2. - 4. September 2004 in Wien stattfindenden Multitrack Conference beteiligen und im Jänner 2005 entweder in Ägypten oder in den Vereinigten Arabischen Emiraten sein nächstes Workshop veranstalten.

P. Kopacek

## IFAC Symposium on Control in Transportation Systems

4. - 6. August 2003  
Tokio, Japan

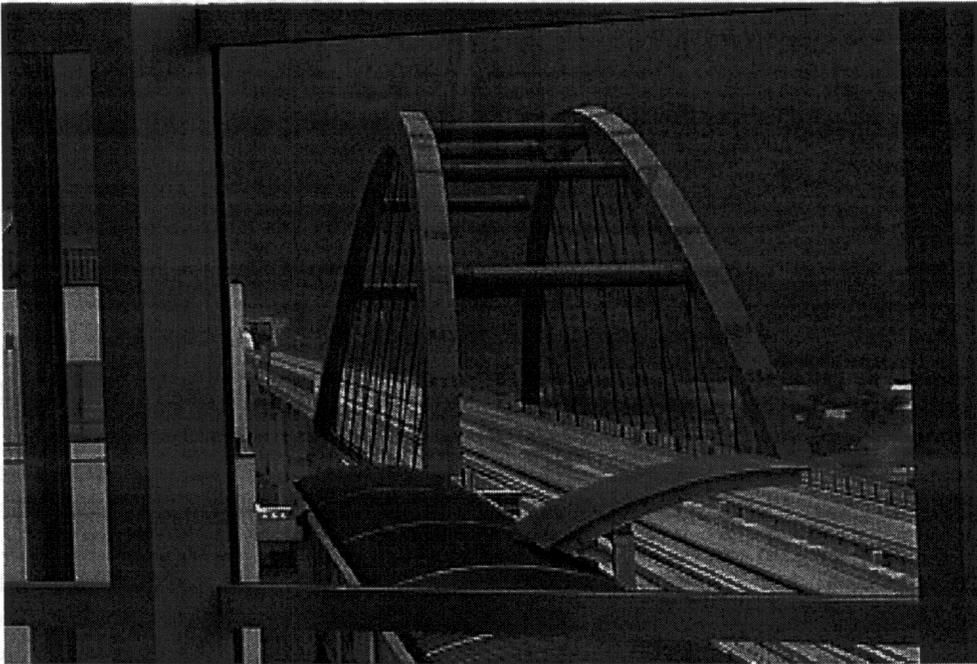
Trotz SARS und relativ kurzer Vorlaufzeit, da ursprünglich eigentlich Indien als Tagungsland vorgesehen war, wurde das 10. IFAC-Symposium über Control in Transportation Systems erfolgreich in Tokio durchgeführt.

Der Themenbereich entsprach den bisherigen Tagungen in dieser Serie und reichte von Signalsteuerung, Sensoren, Routenführung, Verkehrssicherheit, Eisenbahn, Luftverkehr, Schifffahrt, Verkehrsmanagement, Verkehrsflüsse bis zur Fahrzeugsteuerung. Es gab kein besonderes Leitthema. Im Sicherheitsbereich haben sich formale Methoden durchgesetzt, es wird aber die globale Zusammenarbeit und Normung als mangelhaft befunden. Durch Petri-Netze und genetische Verfahren lassen sich Verbesserung bei der Fahrplanentwicklung erzielen, da auch die Leistungsfähigkeit und Kosten moderner Computer-Netze diese Verfahren ermöglichen. Die Erfassung von Straßenverkehrsflüssen ist ein aktuelles Thema. Die Ansätze reichen bis zum Einsatz von Flugdrohnen. Die Verkehrssituationserfassung mit Hilfe einer Taxiflotte in Wien wurde auch präsentiert. Ein Beitrag über die Entwicklung eines Schutzsystems gegen Auffahrunfälle bei Wartungsfahrzeugen sollte als Anregung dienen ein entsprechendes Projekt in Österreich durchzuführen.

Die Teilnehmer hatten die Möglichkeit eines der größten Leitzentren der Welt für den Straßenverkehr in Tokio und das Leitzentrum für den SHINKANSEN zu besichtigen. Einige Teilnehmer konnten auch das nahe gelegene Forschungszentrum der Japanischen Eisenbahn in Kunitachi besuchen. Es ist wohl das leistungsfähigste Eisenbahnforschungszentrum der Welt mit 800 Wissenschaftlern. Leider war es im Rahmen der Tagung nicht möglich die Yamanashi-Maglev-Teststrecke (42 km als Teil eines zukünftigen Chuo-Shinkansen) zu besichtigen. Nach japanischer Art der Bewusstseinsbildung werden schon seit einiger Zeit Seniorengruppen zu dieser neuen Technik hingeführt. Derzeit liegen in den Bahnhöfen Prospekte für ein Preisausschreiben zur Mitfahrmöglichkeit mit dem Linear-Express im September und Oktober auf. Die Anzahl der Passagiere pro Fahrt wurde auf 100 erhöht (<http://linear.jr-central.co.jp>). Der Berichterstatter konnte auf Eigeninitiative dieses Linear-Zentrum auffinden und den Fortschritt der japanischen Eisenbahner mit der Supraleittechnik gegenüber dem ersten Testfahrzeug in Miyasaki (damalige Weltrekord mit 512 km/h) feststellen. Ein internationales Symposium über Speed-up and Service Technology for Railway and Maglev Systems wurde am Koganei-Campus der Tokyo University of Agriculture and Technology vom 19. bis 22. August 2003 abgehalten.

Bei 92 Anmeldungen mit einer relativ guten internationalen Ausgewogenheit gab es etwa 80 Teilnehmer. Wahrscheinlich wegen des SARS-Problems konnte keiner der Beiträge aus China präsentiert werden. Der Berichterstatter war der einzige Vertreter Österreichs.

Trotz der schwierigen Umstände war dies eine interessante und an der Seikei Universität in Kichijoji bestens organisierte Tagung. Hiefür ist für die Kontaktherstellung dem ehemaligen IFORS-Präsidenten Prof. T. Hasegawa und für die Durchführung Prof. S. Tsugawa und Prof. M. Aoki besonders zu danken.



Blick auf Einstiegstelle der Yamanashi-Maglev-Strecke [R.G. 03 08 12]



Beiden Fahrtröge und Wartungsfahrzeug [R. G. 03 08 12]

R. Genser

## 13. IFAC Symposium on System Identification

27. - 29. August 2003  
Rotterdam, Niederlande

Das IFAC Symposium on System Identification ist die einzige weltweite Tagung zum Thema System-Identifikation. Beim Symposium in Rotterdam wurden etwa 330 Papers in 7 parallelen Sessions präsentiert. Aufgrund der enormen Anzahl von Vorträgen und Posters kann dieser Bericht daher nur einen subjektiv gefärbten Eindruck von der Tagung leisten.

An den drei Tagen wurden jeweils eine Plenary Lecture und zwei Semi-Plenary Lectures gehalten. Prof. H. Hjalmarson behandelte in seiner Plenary „From experiments to closed-loop control“ die besonderen Aspekte der Identifikation von Systemen für das Design von Controllern. Dieses Thema wurde auch in zwei Sessions weiter behandelt. Prof. H. Van der Auweraer bot in der Plenary Lecture „System identification for structural dynamics and vibroacoustic design engineering“ einen exzellenten Überblick über die Rolle der Systemidentifikation für die Analyse der strukturellen Dynamik von industriellen Produkten, wie z.B. von Autos. In einer Anzahl von anwendungsorientierten Vorträgen und Posters wurde dieses Thema aufgegriffen. Prof. P. Bartlett hielt seine Plenary Lecture „Prediction Algorithms: Complexity, concentration and convexity“ über numerische und statistische Eigenschaften von Kernel Methoden und Boosting Algorithmen. Insbesondere das Konzept der „Reproducing Kernel Hilbert Spaces“ wurde in zwei Sessions noch ausführlicher behandelt.

Aus der Vielzahl von Themen und Sessions möchte ich insbesondere zwei Schwerpunkte herausheben:

Ein thematischer Schwerpunkt der Konferenz war die Identifikation von nicht linearen Systemen, mit insgesamt 6 Sessions und einer Semi-plenary Lecture (gehalten von Prof. J. Schoukens). Prof. Schoukens propagierte unter anderem eine Zwei-Stufen Methode zur schnellen, approximativen Identifikation von nicht linearen Systemen. Zunächst wird das best-approximierende lineare Modell geschätzt und dann wird dieser lineare „Block“ mit nicht linearen „Blöcken“ erweitert, die mittels Kleinstquadrate Methode geschätzt werden können. Viele der Vorträge behandelten insbesondere die Identifikation von Wiener-Hammerstein- Modellen, Kernel-Methoden, lokale Linearisierungen und NARMAX-Modelle.

Ein weiterer Schwerpunkt des Symposiums waren sogenannte Subspace Algorithmen, mit insgesamt 4 Sessions und einer Semi-plenary (gehalten von Dr. Bauer, TU-Wien). Es hat sich gezeigt, dass Subspace Algorithmen in einer Vielzahl von Anwendungen schon erfolgreich eingesetzt werden, sowohl als Alternative als auch als Ergänzung zu konventionellen Algorithmen. In vielen Vorträgen wurden Erweiterungen und neue Varianten für nicht Standard Fälle – wie z.B. rekursive Schätzer, Identifikation von Systemen im geschlossenen Regelkreis, usw. – vorgeschlagen.

Neben einer Vielzahl von interessanten Vorträgen bot die SYSID 2003 auch die Gelegenheit, in einer angenehmen Atmosphäre, Kontakte mit Kollegen aus aller Welt zu pflegen oder neu zu knüpfen.

W. Scherrer

# **Eine modulare verteilte Steuerungsarchitektur für industrielle Automatisierungssysteme**

Dipl.-Ing. Christoph Dutzler

Begutachter: Univ.-Prof. Dr. Gerfried Zeichen  
Univ.-Prof. Dr. Alexander Weinmann

In dieser Arbeit wird eine neue, Modulare Verteilte Steuerungsarchitektur präsentiert, welche den Anforderungen moderner Fertigungs- und Montageprozesse entspricht und Probleme konventioneller SPS-basierter Systeme, insbesondere hinsichtlich Flexibilität und Engineering-Kosten, bereinigt. In der neuen Architektur werden Steuerungs-Hardware und Steuerungs-Software in gleicher Form modularisiert, wie das schon seit vielen Jahren in der Konstruktion von mechanischen Komponenten üblich ist. Anstatt zusätzliche eigene Steuerungskomponenten wie SPSen oder Feldbusklemmen einzusetzen, ist die Steuerungshardware in die Sensoren und Aktoren des Prozesses integriert. Diese weiterentwickelten Sensoren und Aktoren - so genannte multidisziplinäre Komponenten - verfügen über Kommunikationseinrichtungen um mit anderen Komponenten zu kommunizieren, und sind in der Lage autonom Steuerungsaufgaben auszuführen. In solchen multidisziplinären Komponenten besteht eine direkte Zuordnung zwischen der physischen Komponente und den Einrichtungen zur Steuerung der Komponente. Dies ermöglicht es zum ersten Mal, dass neben der Hardware, auch die Software der Komponente vom Komponenten-Hersteller vorgefertigt wird.

Automatisierungssysteme welche auf dieser neuen Architektur basieren, werden durch das Kombinieren von multidisziplinären Komponenten definiert. Der zugehörige interdisziplinäre Engineering-Prozess inkludiert alle betroffenen Disziplinen und vermeidet daher Systembrüche zwischen den physischen Komponenten, der Steuerungs-Hardware, der Steuerungs-Software, dem Kommunikationssystem, usw. Entsprechend der neuen Architektur wird ein Automatisierungssystem folgendermaßen definiert: (1) Zerlegung der angestrebten Funktionalität des gesamten Prozesses in Grundfunktionen wie z.B. "greife Teil". (2) Suche in einer Datenbank nach multidisziplinären Komponenten welche die jeweiligen Grundfunktionen ausführen können. (3) Zusammenführung der multidisziplinären Komponenten um komplexere Funktionen wie z.B. "handhabe Teil" zu erhalten. Erstellung der Software dieser Funktionen durch aggregieren der Software der Grundfunktionen (gekapselt in den multidisziplinären Komponenten). (4) Fortführung dieses Vorgangs bis die Funktionalität des gesamten Prozesses erreicht ist.

Zur Realisierung der Architektur werden zahlreiche bestehende Konzepte für verteilte Steuerungssysteme, einer neu aufstrebenden Technologie, geeignet für die neuen Anforderungen, untersucht. Aufgrund der besten Eigenschaften hinsichtlich der Beschreibung einer verteilten Applikation in unterschiedlichsten Granularitäten, wird mit IEC 61499 ein internationaler Standard gewählt. Diese Arbeit zeigt, wie die Modulare Verteilte Steuerungsarchitektur in IEC 61499 modelliert und realisiert werden kann.

Die neue Architektur wird anhand eines industriellen Testbeds, welches sich im Odo Struger Labor des Institutes für Automatisierungs- und Regelungstechnik der Technischen Universität Wien befindet, untersucht. Ein Prototyp eines modularen Transportsystems wird durch die Anwendung von IEC 61499-Steuerungsplattformen, welche in einer Kooperation des Institutes für Automatisierungs- und Regelungstechnik, Rockwell Automation (USA) und der Profactor Produktionsforschungs GmbH (Oberösterreich) entwickelt wurden, implementiert.

Die Arbeit schließt mit einer ausführlichen Perspektive, welche darstellt, wie die präsentierte Architektur mit Multi-Agentensystemen erweitert werden kann. Die hieraus resultierende holonische Systemarchitektur wird anhand des Odo Struger Labor Testbeds beschrieben.

## **Entwicklung eines Bilderverarbeitungssystems für die Charakterisierung von bestückten Leiterplatten**

Dipl.-Ing. Milan Drinek

Begutachter: O.Univ.Prof. Dipl.-Ing. Dr.techn. Dr.h.c.mult. Peter Kopacek  
O.Univ.Prof.Dr. P.H. Osanna

In den letzten Jahren spielt der Umweltschutz eine immer wichtigere Rolle in der menschlichen Gesellschaft. Aufgrund des weltweit steigenden Abfallaufkommens und der Verknappung natürlicher Rohstoffquellen wird die moderne Gesellschaft gezwungen, nach ökologischen und ökonomischen Lösungen dieses Problems zu suchen. Als einzig mögliche Lösungsalternative dieses Problems hat sich das Recycling von technischen Gebrauchtgeräten herausgestellt. In diesem Zusammenhang ist der erste Schritt zu einem effizienten Recycling die Demontage von Produkten.

Zur automatischen Chip-Entstückung von elektronischen Leiterplatten, was bisher ausschließlich manuell erfolgte, wurde im Rahmen eines EU-Projekts eine automatische Demontagezelle entwickelt. Ein wesentlicher Schwerpunkt des Projekts ist die Entwicklung eines Bildverarbeitungssystems zur Erkennung und Lokalisierung der jeweiligen wertvollen und toxischen Komponenten. In dieser vorliegenden Arbeit soll - aufbauend auf dem Stand der Technik - ein universelles Bildverarbeitungssystem zur Identifizierung, Lokalisierung und Vermessung unterschiedlicher entstückungsrelevanter elektronischer Komponenten auf unterschiedlichen Leiterplatten entwickelt und in die automatische Demontagezelle implementiert werden.

Im ersten Abschnitt dieser Arbeit – in Kapitel 2 – werden die Grundlagen der Bildverarbeitung und der Stand der Technik in der industriellen Bildverarbeitung beschrieben. Im folgenden Kapitel wird kurz das Konzept der automatischen Demontagezelle für die Entstückung der elektronischen Komponenten vorgestellt. Um das Konzept des Bildverarbeitungssystems entwickeln zu können, müssen zuerst die Problemstellung und die grundsätzlichen Anforderungen an das Bildverarbeitungssystem definiert werden. In Kapitel 4 werden die Problemstellung mit den grundsätzlichen Anforderungen, sowie das entwickelte Konzept des Bildverarbeitungssystems der Demontagezelle beschrieben.

Die Hauptarbeit besteht in der Umsetzung dieses Konzepts in ein funktionsfähiges Bildverarbeitungssystem. Die Gestaltung der Kamera und der Beleuchtung bezüglich der aufgenommenen Szene sowie die richtige Auswahl dieser und anderer Bildverarbeitungskomponenten spielen die wichtigste Rolle im ganzen Bildverarbeitungssystem. Sie sind damit auch entscheidend für die Qualität und Reproduzierbarkeit der Ergebnisse, die sich erzielen lassen. Im ersten Teil des Kapitels 5 wird die Auswahl und die Gestaltung der Hardwarekomponenten sowie ihre Vor- und Nachteile beschrieben. Dabei wurden verschiedene Kameras, Beleuchtungen, Objektive und ihre Anordnung zur aufgenommenen Szene getestet. Am Ende des ersten Teils des Kapitels 5 wird die Realisierung des in der Demontagezelle implementierten Bildverarbeitungssystems vorgestellt.

Den Schwerpunkt dieser Arbeit bildet die Entwicklung der Bildverarbeitungssoftware. Die Erkennung der unterschiedlichen elektronischen Komponenten auf den Leiterplatten stellt ein sehr komplexes Problem dar. Aus dem Grund wurde zur Erleichterung und Beschleunigung der Softwareentwicklung die HALCON Bildverarbeitungsbibliothek für Machine Vision Applikationen verwendet. Im zweiten Teil des Kapitels 5 werden die verwendeten Methoden und entwickelten Algorithmen zur Lokalisierung, Identifizierung und Vermessung der unterschiedlichen elektronischen Komponenten auf den verschiedenen Leiterplatten ausführlich beschrieben. Weiters werden in diesem Kapitel grundlegende in der Bildverarbeitungssoftware verwendete Bildverarbeitungsmethoden erläutert.

Damit die exakte Vermessung der elektronischen Komponenten und die exakte Bestimmung ihrer Position auf der Leiterplatte durchgeführt werden kann, muss das Bildverarbeitungssystem zuerst kalibriert werden. Am Ende des Kapitels 5 wird die Kalibrierung des Bildverarbeitungssystems und der anderen Systeme der Demontagezelle beschrieben.

Den Abschluss der Arbeit bildet der Anhang, in dem Bedienung und Beschreibung der Oberflächen der Bildverarbeitungssoftware, verwendete Trainingbuchstaben für die OCR-Klassifikatoren, Kurven für die Berechnung eines Makroobjektives und Ergebnisse der Buchstabenerkennung auf den elektronischen Komponenten zu finden sind.

## Two Errata:

Typos in IJAA Number 2/2002 pp.98

1) Eq.(3):  $\mathbf{u} = \mathbf{K} \mathbf{x}$  not  $\mathbf{u} = \mathbf{K} \mathbf{y}$

2) Fig. 1:  $\mathbf{x}$  not  $\mathbf{y}$

mailed from the author.

<i>Datum</i>	<i>Veranstaltung</i>	<i>Ort</i>	<i>Weitere Informationen erhältlich bei:</i>
5.-7.4.2004	11th IFAC Symposium Information Control Problems in Manufacturing – INCOM2004	<i>Salvador Brazil</i>	e-mail: <a href="mailto:cpereira@eletro.ufrgs.br">cpereira@eletro.ufrgs.br</a> <a href="http://www.eletro.ufrgs.br/incom2004/">http://www.eletro.ufrgs.br/incom2004/</a>
19.-23.4.2004	IFAC Symposium Advances in Automotive Control	<i>Salerno Italy</i>	e-mail: <a href="mailto:ifac04.unisa.it">ifac04.unisa.it</a> <a href="http://ifac04.unisa.it">http://ifac04.unisa.it</a>
7.-9.6.2004	IFAC Symposium Cost Oriented Automation	<i>Gatineau Canada</i>	e-mail: <a href="mailto:heinz.erbe@tu-berlin.de">heinz.erbe@tu-berlin.de</a> <a href="http://www.tu-berlin/~metel/ifac-lca">http://www.tu-berlin/~metel/ifac-lca</a>
21.-23.6.2004	IFAC Symposium Telematics Applications in Automation and Robotics –TA2004	<i>Helsinki Finland</i>	e-mail: <a href="mailto:office@atu.fi">office@atu.fi</a> <a href="http://www.automaatioseura.fi/TA04">http://www.automaatioseura.fi/TA04</a>
30.6.-2.7.2004	American Control Conference – in cooperation with IFAC	<i>Boston, MA USA</i>	e-mail: <a href="mailto:speyer@seas.ucla.edu">speyer@seas.ucla.edu</a> <a href="http://www.mie.uiuc.edu/acc2004/index.asp">http://www.mie.uiuc.edu/acc2004/index.asp</a>
5.-7.7.2004	IFAC Symposium Intelligent Autonomous Vehicles- IAV2004	<i>Lisbon Portugal</i>	e-mail: <a href="mailto:iav04@isr.ist.utl.pt">iav04@isr.ist.utl.pt</a> <a href="http://www.iav04.isr.ist.utl.pt">http://www.iav04.isr.ist.utl.pt</a>
20.-23.7.2004	5th Asian Control Conference – in cooperation with IFAC	<i>Melbourne Australia</i>	e-mail: <a href="mailto:ascc@ee.mu.oz.au">ascc@ee.mu.oz.au</a> <a href="http://ascc2004.ee.mu.oz.au">http://ascc2004.ee.mu.oz.au</a>
2.-4.9.2004	IFAC Multitrack Conference Advanced Control Strategies for Social and Economic Systems	<i>Vienna Austria</i>	e-mail: <a href="mailto:kopacek@ihrt.tuwien.ac.at">kopacek@ihrt.tuwien.ac.at</a> <a href="http://www.ihrt.tuwien.ac.at/acs04">http://www.ihrt.tuwien.ac.at/acs04</a>