INTERNATIONAL JOURNAL

HEFT 1 Jg. 3, (1995)

AUTOMATION AUSTRIA

INHALT

Seite

WEINMANN, A.
Direct and Incremental Calculation of the Restricted Total Least Squares Problem For Improved Process Identification 1

KÖNIG, O.
Systemanalyse mit der Schwachen L_2-Stabilität 15

DEMEL, S., GRÜNBERGER, T.
Genetische Algorithmen 28

RASCHKE, A.
Ermittlung der Schaltbedingung mittels Zypkin-Charakteristik bei linearen Regelstrecken mit nicht differenzierbarer oder unstetiger Sprungantwort 43

DENIZHAN, Y.
A Reference Tracking Algorithm for Compliant or Pseudo-Compliant Control in Robotic Systems 50

LEBENSLÄUFE DER AUTOREN 58

SCHLAGLICHTER 61

DISSERTATIONSKURZFASSUNGEN 71

BUCHBESPRECHUNGEN 73

EIN INSTITUT STELLT SICH VOR
Institut für Regelungstechnik und elektrische Antriebe der Johannes Kepler Universität Linz 80

VORANKÜNDIGUNGEN 84

VERANSTALTUNGSKALENDER 87

Direct and Incremental Calculation of the Restricted Total Least Squares Problem For Improved Process Identification

Alexander Weinmann, Senior Member IEEE

Manuscript received November 4, 1994

Keywords: Identification, incremental restricted total least squares

Abstract

A direct non-recursive calculation scheme for the restricted total-least-squares problem is suggested. The restriction is given by a Toeplitz scheme. The parameters are evaluated without use of singular-value decomposition and are given by a vector-valued highly non-linear algebraic equation. In addition, it can be used (i) for computing an equation error for comparison purposes to ordinary least squares or unrestricted total least squares or (ii) for redesigning the solution in incremental form, yielding remarkable computational speed improvement. In a numerical example the efficiency is presented in detail.

1 Introduction

The total least squares method was devised by *Golub, G.H., and Van Loan, C.F., 1980* and has been widely investigated (*Björck, Å.,1990*; *Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1989, 1989a*). The superiority was presented by several papers. The weighted and structured total least squares problem is solved by generalized singular-value decomposition (*De Moor, B., 1993*; *Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1989*; *Van Huffel, S., and Zha, H., 1991*). Hitherto, in any case, the restricted total least squares method is strongly based on the singular-value decomposition.

Identifying linear systems given by models of transfer functions or difference equations was presented in *Cadzow, J., 1988*; *De Moor, B., 1993*; *Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1989a* and *Van Huffel, S., and Zha, H., 1991,* including the Toeplitz structure of the measurement matrix.

Statistical properties and white-noise rejection facilities of generalized total least squares solutions (based on generalized singular-value decomposition) are presented in *Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1989, 1989a.*

Noise perturbation entering the system is also evaluated by the setting of a constraint in total least squares. The perturbation is applied as a matrix, the columns of which result from the product of an arbitrary matrix and a common noise vector (*Abatzoglou, T.J., and Mendel, J.M., 1987*; *Abatzoglou, T.J., Mendel, J.M., and Harada, G.A., 1991*).

Experimental techniques are demonstrated in *Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1985*.

Solvability conditions and algorithms for restricted total least squares based on orthogonal transformation and restricted singular-values decomposition are presented in *Van Huffel, S., and Zha, H., 1991*.

Computational aspects and speed improvement of total least squares problems on the basis of singular-value decomposition, connections between the total least squares and ordinary least squares problems and sensitivity properties to small perturbations and statistical properties were investigated by *Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1991*.

Convergence evaluation of model least squares techniques are outlined in *Weinmann, A., 1994a*.

As opposed to the input output relations, Toeplitz-like displacement structures were also applied to state-space descriptions by *Cho, Y.M., Xu, G., and Kailath, T., 1994*.

Now, repeating the basic relations when identifying the process parameter vector $\mathbf{p}$ of a linear process based on input output relations, the difference equation of the model can be rewritten to $\mathbf{M}\mathbf{p} = \mathbf{y}$ where $\mathbf{M} \in \mathcal{R}^{n_m \times n_p}$, $\mathbf{p} \in \mathcal{R}^{n_p}$ and $\mathbf{y} \in \mathcal{R}^{n_m}$. In most cases, the process is given by the difference model equation of nth order. Neglecting measurement errors, first, the difference equation reads as

$$y_t(k) + a_1 y_t(k-1) + \ldots + a_n y_t(k-n) = b_1 u_t(k-1) + \ldots + b_n u_t(k-n) \ . \tag{1}$$

The parameter vector is $\mathbf{p} \triangleq (a_1 \vdots \ldots \vdots a_n \vdots b_1 \vdots \ldots \vdots b_n)^T$ and $n_p \triangleq 2n$. Eq.(1) states the relation at sampling instant k. Let n_m measurements be available from sampling instant $k - n_m - 1$ through k. Considering n_m sampling instants, Eq.(1) can be extended to

$$\mathbf{y}_t(k) - \mathbf{M}_t(k)\mathbf{p} = \mathbf{0} \ . \tag{2}$$

If the measurements are free of error, $\mathbf{M}_t$ would consist of the true values of the input $u_t(\cdot)$ and $y_t(\cdot)$ and the parameter $\mathbf{p}$ would be unique, irrespective of the number n_m of scalar equations in Eq.(2).

In the case of real-world measurements, each measurement value of the input $u_m(\cdot)$ and output $y_m(\cdot)$ deviates from the true one $u_t(\cdot)$ and $y_t(\cdot)$ by an error $u_e(\cdot)$ and $y_e(\cdot)$. Hence, Eq.(2) has to be modified by using a matrix $\mathbf{M}$ of measurements and a matrix $\mathbf{M}_e$ of (unknown) measurement errors. The vector $\mathbf{y}_t$ is split in a similar way. Hence,

$$\mathbf{M}_t \triangleq \mathbf{M} + \mathbf{M}_e \in \mathcal{R}^{n_m \times 2n} \qquad \mathbf{y}_t \triangleq \mathbf{y} + \mathbf{y}_e \in \mathcal{R}^{n_m} \qquad u_t \triangleq u + u_e \tag{3}$$

$$(\mathbf{M} + \mathbf{M}_e)\mathbf{p} = \mathbf{y} + \mathbf{y}_e \qquad \mathbf{y},\ \mathbf{y}_e \in \mathcal{R}^{n_m} \ . \tag{4}$$

As presented in Eqs.(37) through (43) in the Appendix, the interdependencies are oriented in a scheme in parallel to the main diagonal of a square matrix, i.e., in a Toeplitz scheme.

Solvability is given by reformulating the problem as

$$(\mathbf{M}+\mathbf{E})\mathbf{p}=\mathbf{y}-\boldsymbol{\varepsilon} \qquad \|\mathbf{E}\,\vdots\,\boldsymbol{\varepsilon}\|_F \rightarrow \min_{\mathbf{E},\boldsymbol{\varepsilon},\mathbf{p}} \qquad \mathbf{M},\ \mathbf{E}\in\mathcal{R}^{n_m\times 2n}\ . \tag{5}$$

Obviously, $\mathbf{E}\neq\mathbf{M}_e$ and $-\boldsymbol{\varepsilon}\neq\mathbf{y}_e$. There is no reason for equality but it can be assumed that $\mathbf{E}\doteq\mathbf{M}_e$ and $-\boldsymbol{\varepsilon}\doteq\mathbf{y}_e$. Presumably, the "diagonal interdependencies" in $\mathbf{M}_e$ are in a close relation to $\mathbf{M}$, even if the setting of minimizing $\|\mathbf{E}\,\vdots\,\boldsymbol{\varepsilon}\|_F$ is considered additionally.

2 Direct Minimization Procedure

Summarizing the relations under concern, the problem of minimization is solved by using the vector Lagrange multiplier $\boldsymbol{\lambda}\in\mathcal{R}^{n_m}$

$$\|\mathbf{E}\|_F^2+\|\boldsymbol{\varepsilon}\|_F^2+\boldsymbol{\lambda}^T(\mathbf{M}\mathbf{p}+\mathbf{E}\mathbf{p}+\boldsymbol{\varepsilon}-\mathbf{y})\rightarrow\min_{\mathbf{E},\boldsymbol{\varepsilon},\mathbf{p}} \quad \text{subject to } \boldsymbol{\varepsilon}=-\mathbf{P}_o\boldsymbol{\eta} \text{ and } \operatorname{col}\mathbf{E}=-\operatorname{vec}\{\mathbf{P}_{\cdot i}\boldsymbol{\eta}\} \tag{6}$$

as detailled in Eqs.(39) and (43). Rearranging Eq.(6),

$$(\operatorname{col}\mathbf{E})^T\operatorname{col}\mathbf{E}+\boldsymbol{\varepsilon}^T\boldsymbol{\varepsilon}+\boldsymbol{\lambda}^T\mathbf{M}\mathbf{p}+(\mathbf{p}^T\otimes\boldsymbol{\lambda}^T)\operatorname{col}\mathbf{E}+\boldsymbol{\lambda}^T\boldsymbol{\varepsilon}-\boldsymbol{\lambda}^T\mathbf{y}\rightarrow\min_{\mathbf{E},\boldsymbol{\varepsilon},\mathbf{p},\boldsymbol{\lambda}}\ . \tag{7}$$

In Eq.(7), $\operatorname{col}\{\mathbf{ABC}\}=(\mathbf{C}^T\otimes\mathbf{A})\operatorname{col}\mathbf{B}$ was used where $\otimes$ is the Kronecker product. By specifying the columns of $\mathbf{E}$ according to Eqs.(40) through (42),

$$\operatorname{col}\mathbf{E}=-\begin{pmatrix}\mathbf{P}_{\cdot 1}\boldsymbol{\eta}\\ \mathbf{P}_{\cdot 2}\boldsymbol{\eta}\\ \vdots\\ \mathbf{P}_{\cdot,2n}\boldsymbol{\eta}\end{pmatrix}=-\begin{pmatrix}\mathbf{P}_{\cdot 1}\\ \mathbf{P}_{\cdot 2}\\ \vdots\\ \mathbf{P}_{\cdot,2n}\end{pmatrix}\boldsymbol{\eta}\ \triangleq\ -\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta}\ , \qquad \mathbf{Q}\in\mathcal{R}^{2n_m n\times r}\ . \tag{8}$$

Hence, from Eq.(7)

$$(\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta})^T\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta}+(\mathbf{P}_o\boldsymbol{\eta})^T\mathbf{P}_o\boldsymbol{\eta}+\boldsymbol{\lambda}^T\mathbf{M}\mathbf{p}-(\mathbf{p}^T\otimes\boldsymbol{\lambda}^T)\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta}-\boldsymbol{\lambda}^T\mathbf{P}_o\boldsymbol{\eta}-\boldsymbol{\lambda}^T\mathbf{y}\rightarrow\min_{\mathbf{p},\boldsymbol{\eta},\boldsymbol{\lambda}}\ . \tag{9}$$

Utilizing the relation of Eq.(45), the auxiliary result

$$\frac{\partial}{\partial\mathbf{p}}(\mathbf{p}^T\otimes\boldsymbol{\lambda}^T)\operatorname{col}\mathbf{E}=\frac{\partial}{\partial\mathbf{p}}\boldsymbol{\lambda}^T\mathbf{E}\mathbf{p}=-(\mathbf{I}_{2n}\otimes\boldsymbol{\lambda}^T)\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta} \tag{10}$$

is obtained. Eventually, differentiating the left-hand side of Eq.(9) yields

$$\frac{\partial}{\partial\boldsymbol{\eta}}\ :\ 2(\mathbf{Q}^T\mathbf{Q}+\mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o)\boldsymbol{\eta}-[(\mathbf{p}^T\otimes\boldsymbol{\lambda}^T)\mathbf{Q}]^T-\mathbf{P}_o^T\boldsymbol{\lambda}=\mathbf{0} \tag{11}$$

$$\frac{\partial}{\partial\mathbf{p}}\ :\ \mathbf{M}^T\boldsymbol{\lambda}-(\mathbf{I}_{2n}\otimes\boldsymbol{\lambda}^T)\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta}=\mathbf{0} \tag{12}$$

$$\frac{\partial}{\partial\boldsymbol{\lambda}}\ :\ \mathbf{M}\mathbf{p}+\mathbf{E}\mathbf{p}-\mathbf{P}_o\boldsymbol{\eta}=\mathbf{y} \tag{13}$$

$$\mathbf{M}\mathbf{p}-[(\mathbf{p}^T\otimes\mathbf{I}_{n_m})\mathbf{Q}+\mathbf{P}_o]\boldsymbol{\eta}=\mathbf{y}\ . \tag{14}$$

From Eq.(11), using Eq.(48),

$$\boldsymbol{\eta} = 0.5(\mathbf{Q}^T\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o)^{-1}(\mathbf{R}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{P}_o^T\boldsymbol{\lambda}) = \mathbf{F}\boldsymbol{\lambda} \tag{15}$$

$$\text{where} \quad \mathbf{F} \triangleq 0.5(\mathbf{Q}^T\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o)^{-1}(\mathbf{R} + \mathbf{P}_o^T) = \mathbf{F}(\mathbf{p}) \in \mathcal{R}^{r\times n_m} . \tag{16}$$

Combining Eqs.(14) and (15),

$$\mathbf{M}\mathbf{p} - [(\mathbf{p}^T \otimes \mathbf{I}_{n_m})\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o]\mathbf{F}\boldsymbol{\lambda} = \mathbf{y} \tag{17}$$

$$\boldsymbol{\lambda} = -\mathbf{G}^{-1}[\mathbf{y} - \mathbf{M}\mathbf{p}] \tag{18}$$

$$\text{where} \quad \mathbf{G} \triangleq [(\mathbf{p}^T \otimes \mathbf{I}_{n_m})\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o]\mathbf{F} = \mathbf{G}(\mathbf{p}) \in \mathcal{R}^{n_m\times n_m} . \tag{19}$$

Substituting $\boldsymbol{\lambda}$ from Eq.(18) and $\boldsymbol{\eta}$ from Eq.(48) into Eq.(12), the result

$$\mathbf{f} \triangleq \boxed{\left[\mathbf{M}^T + \{\mathbf{I}_{2n} \otimes [(\mathbf{y} - \mathbf{M}\mathbf{p})^T\mathbf{G}^{-1}]\}\mathbf{Q}\mathbf{F}\right]\mathbf{G}^{-1}(\mathbf{y} - \mathbf{M}\mathbf{p}) = \mathbf{0}} \tag{20}$$

is achieved, implicitly in $\mathbf{p}$. The solution $\mathbf{p}^\star$ for the optimum parameter is obtained numerically. Note that $\mathbf{G}$, $\mathbf{F}$ and $\mathbf{R}$ depend on $\mathbf{p}$, see Eqs.(19), (16) and (48), respectively. The denomination $\mathbf{f}$ is used subsequently in Section 3.

Introducing weighting matrices for the Frobenius norms, i.e.,

$$\|\mathbf{W}_1\mathbf{E}\mathbf{W}_2\|_F^2 \quad \text{and} \quad \|\mathbf{W}_3\boldsymbol{\epsilon}\|_F^2 , \tag{21}$$

the result Eq.(20) is the same, with the exception that $(\mathbf{Q}^T\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o)$ has to be replaced by

$$\mathbf{Q}^T[(\mathbf{W}_2\mathbf{W}_2^T) \otimes (\mathbf{W}_1^T\mathbf{W}_1)]\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o^T\mathbf{W}_3^T\mathbf{W}_3\mathbf{P}_o . \tag{22}$$

Considering multiple-input multiple-output systems with m inputs, the error matrix contains $2m$ submatrices of Toeplitz type.

An equation error $\mathbf{f}$ can also be relied on Eq.(20). In terms of it, the amount of deviations is assessed inserting OLS or unrestricted TLS parameters in Eq.(20).

3 Computing Parameter Increments Directly

3.1 Analytical Approach

In practical applications, identification is often carried out under similar excitation and initial conditions. Then, the output of the system and hence $\mathbf{M}$ and $\mathbf{y}$ deviate only slightly from each other. The identification follows an algorithm of solving a nominal parameter $\mathbf{p}_o$, first, and computing the deviation $\Delta\mathbf{p}$ with respect to the nominal one, second. Small increment extentions and appropriate partitioning[1] of the relevant matrices is performed, providing less computational effort.

[1]See Appendix E

3.2 Numerical Approach

Consider the process subject to consecutive excitations ν and $\nu+1$ (with n_m samples k each). Then, the relations in concern are characterized by the same or nearly the same input u and only by slight deviations in the output y.

Taylor series expansion is applied to the function $\mathbf{f}(\mathbf{M},\mathbf{y},\hat{\mathbf{p}})$ of Eq.(20). The derivatives with respect to $\mathbf{M},\mathbf{y}$ and $\hat{\mathbf{p}}$ are precomputed during the measuring period.

Having arrived at the n_mth sample, the result in accordance with Eqs.(23) through (25) is carried out very quickly.

The increment with respect to $\mathbf{M}$ and $\mathbf{y}$ is

$$\Delta\mathbf{f} = \mathrm{vec}_\mu\Big\{\sum_{ij}\frac{\partial f_\mu}{\partial M_{ij}}\Delta M_{ij}\Big\} + \mathrm{vec}_\mu\Big\{\frac{\partial f_\mu}{\partial y_i}\Delta y_i\Big\} \triangleq \mathbf{f}_{My}\ . \tag{23}$$

It has to be compensated by the increment with respect to $\hat{\mathbf{p}}$

$$\Delta\mathbf{f} = \Big(\frac{\partial\mathbf{f}(\hat{\mathbf{p}})}{\partial\hat{\mathbf{p}}^T}\Big)\Delta\hat{\mathbf{p}}\ . \tag{24}$$

Equating both expressions yields

$$\Delta\hat{\mathbf{p}} = \Big(\frac{\partial\mathbf{f}(\hat{\mathbf{p}})}{\partial\hat{\mathbf{p}}^T}\Big)^{-1}\mathbf{f}_{My}\ . \tag{25}$$

The corresponding consideration is also carried out if one only proceeds from one sampling instant k to the next.

4 Combined Constrained and Unconstrained Total Least Squares

Consider the error matrix as a combination $\mathbf{E} = \mathbf{E}_c + \mathbf{E}_d$ where $\mathbf{E}_c$ obeys the Toeplitz-type constraint and $\mathbf{E}_d$ corresponds to the total-least-squares deviation, only. Then the minimization procedure is set as

$$k_c(\|\mathbf{E}_c\|_F + \|\boldsymbol{\varepsilon}_c\|_F) + k_d(\|\mathbf{E}_d\|_F + \|\boldsymbol{\varepsilon}_d\|_F) + \boldsymbol{\lambda}^T(\mathbf{M}\mathbf{p} + \mathbf{E}\mathbf{p} + \boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{y}) \rightarrow \min_{\mathbf{p},\mathbf{E}_c,\mathbf{E}_d,\boldsymbol{\varepsilon}_c,\boldsymbol{\varepsilon}_d}\ . \tag{26}$$

The additive error $\boldsymbol{\varepsilon}$ is also split into $\boldsymbol{\varepsilon} = \boldsymbol{\varepsilon}_c + \boldsymbol{\varepsilon}_d$. According to the Toeplitz structure, one has

$$\mathrm{col}\,\mathbf{E}_c = -\mathbf{Q}\boldsymbol{\eta} \qquad \text{and} \qquad \boldsymbol{\varepsilon}_c = -\mathbf{P}_o\boldsymbol{\eta}\ . \tag{27}$$

As evolved in the preceding section, differentiating the left-hand side of Eq.(26) with respect to $\mathbf{p},\mathbf{E}_c,\mathbf{E}_d,\boldsymbol{\varepsilon}_c,\boldsymbol{\varepsilon}_d$ and $\boldsymbol{\lambda}$, equating with zero, and defining

$$\mathbf{G}_d \triangleq \frac{1}{k_c}[(\mathbf{p}^T\otimes\mathbf{I}_{n_m})\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o]\mathbf{F} + \frac{0.5}{k_d}(1+\mathbf{p}^T\mathbf{p})\mathbf{I}_{n_m} \in \mathcal{R}^{n_m\times n_m} \tag{28}$$

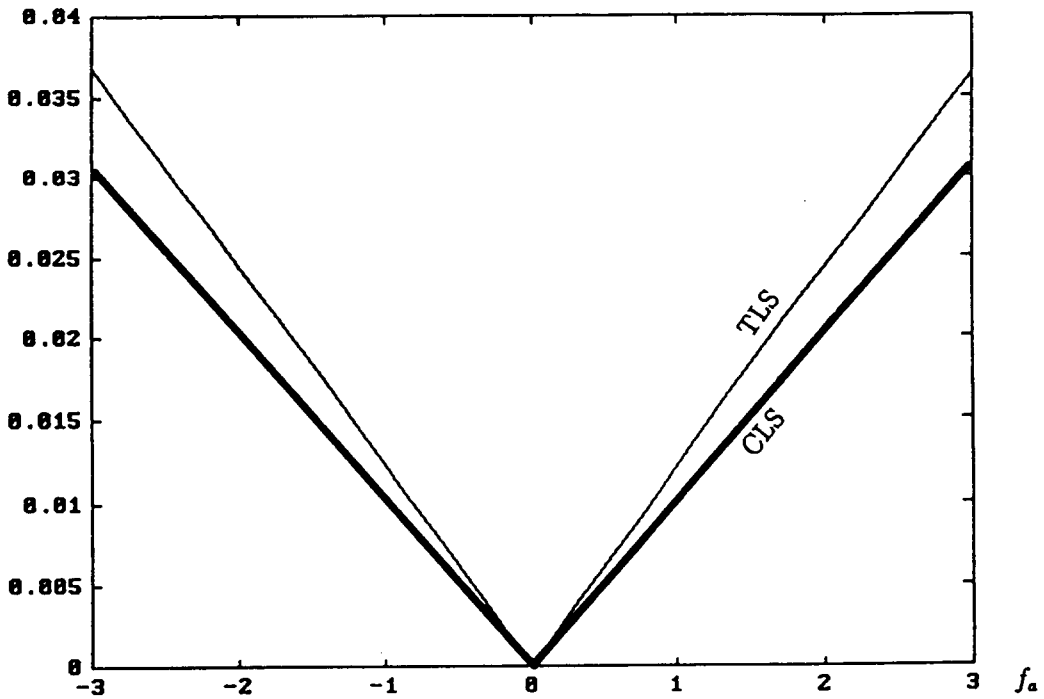


Figure 1: Frobenius norm $\|\mathbf{p}^\star - \mathbf{p}_{nom}\|_F$ (curve CLS) and $\|\mathbf{p}_{TLS} - \mathbf{p}_{nom}\|_F$ (curve TLS) versus additive noise factor f_a

yields the result

$$\boxed{\left[\mathbf{M}^T + \tfrac{0.5}{k_d}\mathbf{p}(\mathbf{y}-\mathbf{M}\mathbf{p})^T\mathbf{G}_d^{-1} + \tfrac{1}{k_c}\{\mathbf{I}_{2n}\otimes[(\mathbf{y}-\mathbf{M}\mathbf{p})^T\mathbf{G}_d^{-1}]\}\mathbf{Q}\mathbf{F}\right]\mathbf{G}_d^{-1}(\mathbf{y}-\mathbf{M}\mathbf{p}) = \mathbf{0}\,.} \tag{29}$$

Demanding $\epsilon_d \equiv 0$ and repeating the derivations, the result of Eq.(29) is achieved where

$$\mathbf{G}_d := \mathbf{G}_{dm} \triangleq \frac{1}{k_c}[(\mathbf{p}^T\otimes\mathbf{I}_{n_m})\mathbf{Q}+\mathbf{P}_o]\mathbf{F} + \frac{0.5}{k_d}\mathbf{p}^T\mathbf{p}\mathbf{I}_{n_m} \in \mathcal{R}^{n_m\times n_m} \tag{30}$$

is set. For $k_c \to \infty$ and $k_d = 1$, the model-least-squares result (*Weinmann, A., 1994*) is obtained.

5 Example

As an example, consider a discrete-time system of third order $n = 3$ with the nominal parameter vector $\mathbf{p}_{nom} = (-1.8,\ 1.3,\ -0.4,\ 2,\ 2,\ 1)^T$. The stationary gain is 50. The system is forced by nominal input $u_t(k-10), u_t(k-9)\ldots u_t(k-1) = 1,\ -1,\ 2,\ 4,\ 2,\ 1,\ 0,\ -1,\ 1,\ 3$, respectively. The setting of the unconstrained initial output is $y_t(k-10),\ y_t(k-9),\ y_t(k-8) = 12,\ 5,\ 8$, respectively. Hence, the measurement vector $\mathbf{y}_t$ and the measurement matrix $\mathbf{M}_t$ for $n_m = 8$ are

$$\mathbf{y}_t = \begin{pmatrix} 15.7000 \\ 30.8600 \\ 52.3380 \\ 70.3704 \\ 74.9713 \\ 63.4021 \\ 44.8091 \\ 35.2223 \end{pmatrix} \qquad \mathbf{M}_t = \begin{pmatrix} -8.0000 & -5.0000 & -12.0000 & 2.0000 & -1.0000 & 1.0000 \\ -15.7000 & -8.0000 & -5.0000 & 4.0000 & 2.0000 & -1.0000 \\ -30.8600 & -15.7000 & -8.0000 & 2.0000 & 4.0000 & 2.0000 \\ -52.3380 & -30.8600 & -15.7000 & 1.0000 & 2.0000 & 4.0000 \\ -70.3704 & -52.3380 & -30.8600 & 0 & 1.0000 & 2.0000 \\ -74.9713 & -70.3704 & -52.3380 & -1.0000 & 0 & 1.0000 \\ -63.4021 & -74.9713 & -70.3704 & 1.0000 & -1.0000 & 0 \\ -44.8091 & -63.4021 & -74.9713 & 3.0000 & 1.0000 & -1.0000 \end{pmatrix}.$$

Now, a deterioration of the measured values in additive form is stated, i.e., an additive perturbation $y_e = -0.1f_a,\ u_e = -0.01f_a$ is considered

$$y(i) = y_t(i) + 0.1f_a \qquad\qquad u(i) = u_t(i) + 0.01f_a \tag{31}$$

where f_a varies from -3 through 3.

The difference between the optimal Toeplitz-type-constrained parameter $\mathbf{p}^\star$ in Eq.(20) and the nominal parameter $\mathbf{p}_{nom}$ is evaluated by the Frobenius norm, i.e., $\|\mathbf{p}^\star - \mathbf{p}_{nom}\|_F$. This result is depicted in Fig. 1. Additionally and for comparison purposes, the unconstrained total-least-squares result $\mathbf{p}_{TLS}$ is used when depicting the Frobenius norm $\|\mathbf{p}_{TLS} - \mathbf{p}_{nom}\|_F$ in Fig. 1. The Toeplitz-type-constrained result is better than the TLS result, although the residual part $\|\mathbf{E}\|_F^2$ in the Toeplitz-type-constrained version exceeds the corresponding total-least-squares value by a high amount. This considerable difference is pointed out in Fig. 2.

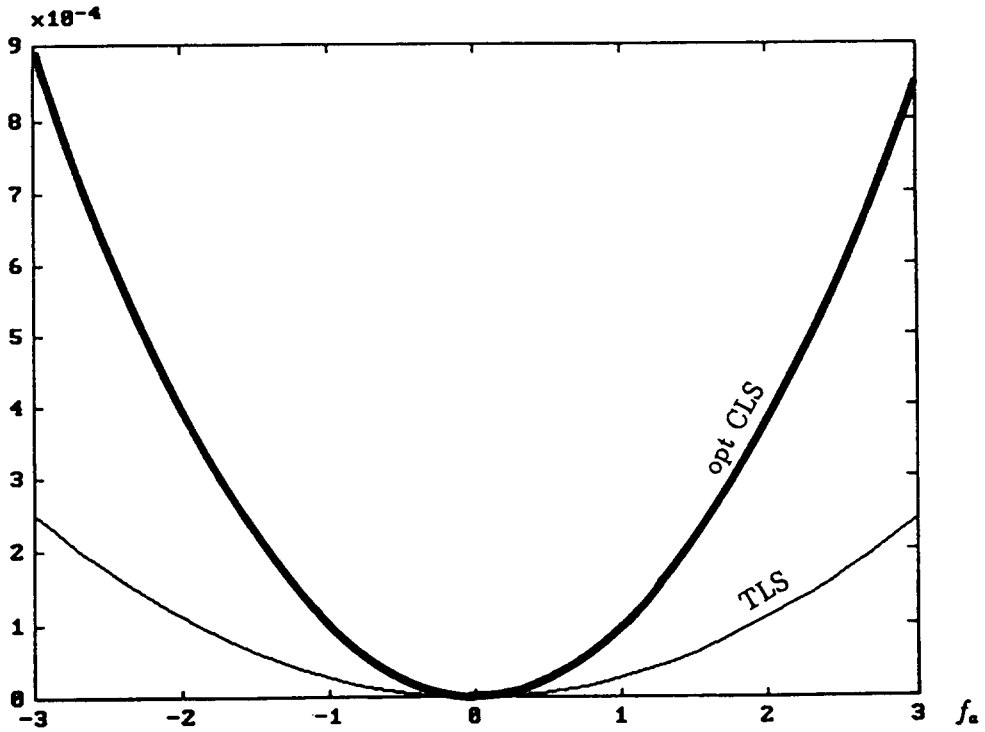


Figure 2: Residual part $\|\mathbf{E}\|_F$ in the Toeplitz-type-constrained total-least-squares case (curve CLS) and in the total-least-squares case (curve TLS)

Moreover, a multiplicative deterioration is introduced via the parameter f_m , i.e.,

$$y(i) = (1 + f_m)y_t(i) + 0.1 f_a \qquad u(i) = (1 + 0.1 f_m)u_t(i) + 0.01 f_a \tag{32}$$

where f_m is assumed to vary in a ramp shape between -0.4 and 0.4. The efficiency

$$b_f \triangleq \|\mathbf{p}_{TLS} - \mathbf{p}_{nom}\|_F^2 - \|\mathbf{p}^\star - \mathbf{p}_{nom}\|_F^2 \tag{33}$$

is depicted in Fig. 3 versus f_a and f_m. In these cases of deterioration, the efficiency is always positive.

For illustration purpose, in one of the most deteriorated cases $f_a = 3$ and $f_m = 0.4$, the matrices $\mathbf{M}$, $\mathbf{E}$, $\mathbf{G}$ and the vectors $\mathbf{y}$ and $\boldsymbol{\epsilon}$ are specified

$$\mathbf{M} = \begin{pmatrix} -11.5000 & -7.3000 & -17.1000 & 2.7700 & -1.4300 & 1.3700 \\ -22.2800 & -11.5000 & -7.3000 & 5.5700 & 2.7700 & -1.4300 \\ -43.5040 & -22.2800 & -11.5000 & 2.7700 & 5.5700 & 2.7700 \\ -73.5732 & -43.5040 & -22.2800 & 1.3700 & 2.7700 & 5.5700 \\ -98.8186 & -73.5732 & -43.5040 & -0.0300 & 1.3700 & 2.7700 \\ -105.2598 & -98.8186 & -73.5732 & -1.4300 & -0.0300 & 1.3700 \\ -89.0629 & -105.2598 & -98.8186 & 1.3700 & -1.4300 & -0.0300 \\ -63.0328 & -89.0629 & -105.2598 & 4.1700 & 1.3700 & -1.4300 \end{pmatrix} \qquad \mathbf{y} = \begin{pmatrix} 22.2800 \\ 43.5040 \\ 73.5732 \\ 98.8186 \\ 105.2598 \\ 89.0629 \\ 63.0328 \\ 49.6112 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} 3.3450 & 0.4132 & 0.6189 & -0.0506 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0.4132 & 2.4470 & 0.3908 & 0.5884 & -0.0506 & 0 & 0 & 0 \\ 0.6189 & 0.3908 & 2.2799 & 0.4129 & 0.5884 & -0.0506 & 0 & 0 \\ -0.0506 & 0.5884 & 0.4129 & 2.2731 & 0.4129 & 0.5884 & -0.0506 & 0 \\ 0 & -0.0506 & 0.5884 & 0.4129 & 2.2731 & 0.4129 & 0.5884 & -0.0506 \\ 0 & 0 & -0.0506 & 0.5884 & 0.4129 & 2.3148 & 0.3376 & 0.6430 \\ 0 & 0 & 0 & -0.0506 & 0.5884 & 0.3376 & 2.8728 & 0.4238 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -0.0506 & 0.6430 & 0.4238 & 4.8141 \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} -0.0040 & 0.0034 & -0.0021 & 0.0060 & 0.0053 & 0.0052 \\ 0.0040 & -0.0040 & 0.0034 & 0.0035 & 0.0060 & 0.0053 \\ -0.0037 & 0.0040 & -0.0040 & -0.0006 & 0.0035 & 0.0060 \\ 0.0002 & -0.0037 & 0.0040 & -0.0054 & -0.0006 & 0.0035 \\ 0.0050 & 0.0002 & -0.0037 & 0.0007 & -0.0054 & -0.0006 \\ -0.0044 & 0.0050 & 0.0002 & 0.0052 & 0.0007 & -0.0054 \\ -0.0010 & -0.0044 & 0.0050 & -0.0029 & 0.0052 & 0.0007 \\ 0.0059 & -0.0010 & -0.0044 & -0.0105 & -0.0029 & 0.0052 \end{pmatrix} \qquad \boldsymbol{\epsilon} = \begin{pmatrix} 0.0040 \\ -0.0037 \\ 0.0002 \\ 0.0050 \\ -0.0044 \\ -0.0010 \\ 0.0059 \\ -0.0052 \end{pmatrix}.$$

The matrices $\mathbf{F}$ and $\mathbf{R}$ are Toeplitz. The matrices $\mathbf{Q}^T\mathbf{Q}$ and $\mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o$ are diagonal

$$\mathbf{Q}^T\mathbf{Q} = \mathrm{diag}\{\mathrm{diag}\{v_i\}; 0; \mathrm{diag}\{v_i\}\} \quad \in \mathcal{R}^{21\times 21} \quad \text{where} \quad v_i = 1,\ 2,\ \underbrace{3,\ 3, \ldots\ldots 3}_{6\ \times},\ 2,\ 1 \tag{34}$$

$$\mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o = \mathrm{diag}\{0;\ 0;\ 0;\ \underbrace{1;\ 1\ \ldots\ldots 1}_{8\ \times};\ \underbrace{0;\ 0\ \ldots\ldots 0}_{10\ \times}\}\ . \tag{35}$$

Finally, random measurement errors are considered. A noise signal is simulated by uniformly distributed random numbers f_r within the limits 0 and 1. Uniform distribution is an adequate representation of quantization errors in measurements. The additive noise deterioration setting is

$$y(i) = y_t(i) + 0.03 f_r - 0.12 \quad \text{and} \quad u(i) = u_t(i) + 0.003 f_r - 0.012\ . \tag{36}$$

Assuming deteriorations as given in Eqs.(36), for each sample the Frobenius norm efficiency b_f is determined. The mean value of twenty samples is considered as an approximation of the expectation value and is depicted in Fig. 4 in 41 different tests. For the purpose of comparison and illustrating the efficiency versus the ordinary least-squares parameter, the latter is incorporated by small disks ^{o}.

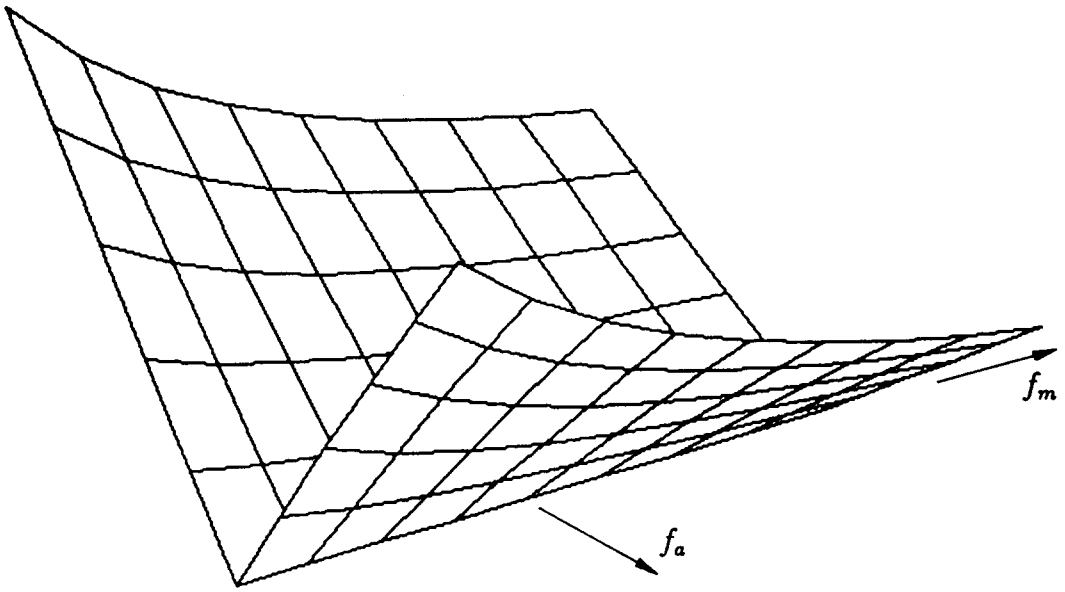


Figure 3: Efficiency factor b_f versus additive and multiplicative deterioration factors

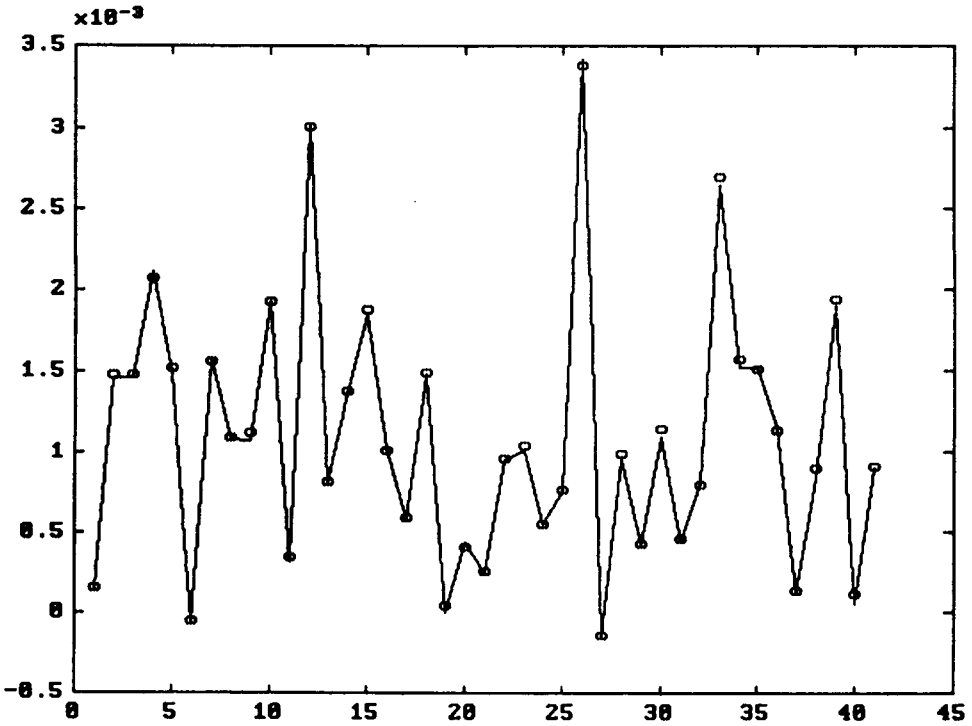


Figure 4: Expectation of the efficiency factor b_f in 41 different tests

6 Conclusion

Based on the assumption that the error matrix in total-least-squares or model-least-squares case of process identification is Toeplitz, an improved and direct identification algorithm is obtained. The algorithm is of seventh order in the parameter vector. In addition, small increment extensions supported by Taylor series expansion provide less computational effort and enables the application in the field of rapid, accurate identification and stressed adaptive control.

For several tests using an additive and multiplicative offset error and uniformly distributed random deteriorations, the improvement could be verified.

Considerable improvement is achieved for small contaminations and for offset-like deteriorations of each sign.

References

Abatzoglou, T.J., and Mendel, J.M., 1987, Constrained total least squares, *Proc. IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speach and Signal Processing, Dallas, TX,* pp. 1485-1488

Abatzoglou, T.J., Mendel, J.M., and Harada, G.A., 1991, The constrained total least squares technique and its application to harmonic superresolution, *IEEE-Trans.* **SP 39**, pp. 1070-1087

Björck, Å., 1990 Least Squares Methods. In: Ciarlet, P.G., and Lions, J.L., (Eds.): Finite Difference Methods (Part 1) - Solution of Equations in $\in \mathcal{R}^n$ (Part 1), North-Holland (Amsterdam, New York)

Cadzow, J.A., 1988, Signal enhancement — a composite property mapping algorithm, *IEEE-Trans.* **ASSP 36**, pp. 49-62

Cho, Y.M., Xu, G., and Kailath, T., 1994, Fast recursive identification of state space models via exploitation of displacement structure, *Automatica* **30**, pp. 45-59

De Moor, B., 1993, Structured total least squares and L_2 approximation problems, *Lin. Algebra and its Applications* **188-189**, pp. 163-205

Golub, G.H., and Van Loan, C.F., 1980 , An analysis of the total least squares problem, *SIAM J. Numer. Anal.* **17**, pp. 883-893

Papageorgiou, M., 1991, Optimierung (Oldenbourg, München Wien)

Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1985, The use of total linear least squares techniques for identification and parameter estimation, *IFAC Identification and System Parameter Estimation, York UK.,* pp. 1167-1172

Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1989, Analysis and properties of the generalized total least squares problem $AX \approx B$ when some or all columns of A are subject to errors, *SIAM J. Matrix Anal. Appl.* **10**, pp. 294-315

Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1989a, Comparison of total least squares and instrumental variable methods for parameter estimation of transfer function models, *Int. J. Control* **50**, pp. 1039-1056

Van Huffel, S., and Vandewalle, J., 1991, The total least squares problem: computational aspects and analysis, *Frontiers in Applied Mathematics Series* **9**, (SIAM, Philadelphia)

Van Huffel, S., and Zha, H., 1991, The restricted total least squares problem: formulation, algorithm and properties, *SIAM J. Matrix Anal. Appl.* **12**, pp. 292-309

Weinmann, A., 1994, Solving total and model least squares iteratively and recursively for robust identification , *1. MATHMOD VIENNA*, February 1994, Vol. 2, pp. 269-276

Weinmann, A., 1994a, Convergence evaluation of model least squares applications in high-precision process identification, *J. Automation Austria* **2**, pp. 38-54

Appendix

A Toeplitz Structure

Considering a special case with $n_m \triangleq 4$, $n \triangleq 3$,

$$\mathbf{M}(k) \triangleq \begin{pmatrix} -y(k-4) & -y(k-5) & -y(k-6) & u(k-4) & u(k-5) & u(k-6) \\ -y(k-3) & -y(k-4) & -y(k-5) & u(k-3) & u(k-4) & u(k-5) \\ -y(k-2) & -y(k-3) & -y(k-4) & u(k-2) & u(k-3) & u(k-4) \\ -y(k-1) & -y(k-2) & -y(k-3) & u(k-1) & u(k-2) & u(k-3) \end{pmatrix} \qquad \mathbf{y}(k) \triangleq \begin{pmatrix} y(k-3) \\ y(k-2) \\ y(k-1) \\ y(k) \end{pmatrix} . \tag{37}$$

Measurement errors appear, first, in $y(k-6)$ through $y(k)$, i.e., in $n_m + n$ measurements of y, and, second, in $u(k-6)$ through $u(k-1)$, i.e., n_m+m-1 measurement values of u. Hence, there are $2(n_m+n)-1$ measurement errors. Therefore, an error vector $\eta \in \mathcal{R}^r$ is defined where $r \triangleq 2(n+n_m)-1$

$$\eta \triangleq \begin{pmatrix} y_e(k-n-n_m) \\ y_e(k-n-n_m+1 \\ \vdots \\ y_e(k) \\ u_e(k-n-n_m) \\ u_e(k-n-n_m+1) \\ \vdots \\ u_e(k-1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_e(k-6) \\ y_e(k-5) \\ y_e(k-4) \\ y_e(k-3) \\ y_e(k-2) \\ y_e(k-1) \\ y_e(k) \\ -u_e(k-6) \\ -u_e(k-5) \\ -u_e(k-4) \\ -u_e(k-3) \\ -u_e(k-2) \\ -u_e(k-1) \end{pmatrix} \in \mathcal{R}^r . \tag{38}$$

Referring to Eq.(37), the interdependencies are given as follows:

- The measurement vector error ε results from η by introducing a matrix $\mathbf{P}_o \in \mathcal{R}^{n_m \times r}$

$$-\mathbf{y}_e = \varepsilon = -\mathbf{P}_o\eta \quad \text{where} \quad \mathbf{P}_o \triangleq \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} . \tag{39}$$

- The first column of $\mathbf{E}$ is denoted as $\mathbf{e}_{\cdot 1}$ and is determined by

$$\mathbf{e}_{\cdot 1} = -\mathbf{P}_{\cdot 1}\eta \quad \in \mathcal{R}^{n_m} \quad \text{where} \quad \mathbf{P}_{\cdot 1} \triangleq \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} . \tag{40}$$

- The second column of $\mathbf{E}$ is denoted as $\mathbf{e}_{\cdot 2}$ and is given by

$$\mathbf{e}_{\cdot 2} = -\mathbf{P}_{\cdot 2}\eta \quad \in \mathcal{R}^{n_m} \quad \text{where} \quad \mathbf{P}_{\cdot 2} \triangleq \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} . \tag{41}$$

- Furthermore, the columns associated with u are considered in a similar way, e.g.,

$$\mathbf{e}_{\cdot 4} = -\mathbf{P}_{\cdot 4}\eta \quad \in \mathcal{R}^{n_m} \quad \text{where} \quad \mathbf{P}_{\cdot 4} \triangleq \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} . \tag{42}$$

Combining the $2n$ subvectors $\mathbf{e}_{\cdot i}$ $\forall i = 1, 2 \ldots 2n$ yields

$$\operatorname{col}\mathbf{E} = -\operatorname{vec}\{\mathbf{P}_{\cdot i}\eta\} , \qquad \operatorname{col}\mathbf{E} \in \mathcal{R}^{2n_m n} , \qquad \mathbf{P}_{\cdot i} \in \mathcal{R}^{n_m \times r} . \tag{43}$$

B Evolving a Derivative

For the derivative of $\lambda^T \mathbf{E}\mathbf{p}$ with respect to $\mathbf{p}$, one finds

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{p}}\lambda^T \mathbf{E}\mathbf{p} = \mathbf{E}^T\lambda = \mathbf{I}_{2n}\mathbf{E}^T\lambda = \operatorname{col}\,[\mathbf{I}_{2n}\mathbf{E}^T\lambda] = (\lambda^T \otimes \mathbf{I}_{2n})\operatorname{col}\mathbf{E}^T . \tag{44}$$

Since $\operatorname{col}\mathbf{c} = \operatorname{col}\mathbf{c}^T$ for $\mathbf{c} \triangleq \mathbf{E}^T\lambda$,

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{p}}\lambda^T \mathbf{E}\mathbf{p} = \operatorname{col}\mathbf{E}^T\lambda = \operatorname{col}\lambda^T\mathbf{E} = \operatorname{col}\lambda^T\mathbf{E}\mathbf{I}_{2n} = (\mathbf{I}_{2n} \otimes \lambda^T)\operatorname{col}\mathbf{E} . \tag{45}$$

C Rearranging a Kronecker Product

Consider the following matrices in partitions

$$\mathbf{h} \triangleq \mathbf{Q}^T(\mathbf{p} \otimes \lambda) \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{11}^T & \vdots & \mathbf{q}_{12}^T & \cdots & \mathbf{q}_{1,2n}^T \\ \mathbf{q}_{21}^T & \vdots & \mathbf{q}_{22}^T & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{q}_{r1}^T & \vdots & \mathbf{q}_{r2}^T & \cdots & \mathbf{q}_{r,2n}^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} p_1\lambda \\ p_2\lambda \\ \vdots \\ p_{2n}\lambda \end{pmatrix} \quad \text{where} \quad \mathbf{q}_{i,j} \in \mathcal{R}^{n_m \times 1} \tag{46}$$

$$\mathbf{h} = \begin{pmatrix} p_1\mathbf{q}_{11}^T\lambda + p_2\mathbf{q}_{12}^T\lambda + \ldots\ldots + p_{2n}\mathbf{q}_{1,2n}^T \\ \vdots \\ p_1\mathbf{q}_{r1}^T\lambda + \ldots \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} p_1\mathbf{q}_{11}^T + p_2\mathbf{q}_{12}^T + \ldots + p_{2n}\mathbf{q}_{1,2n}^T \\ \vdots \\ p_1\mathbf{q}_{r1}^T + \ldots \end{pmatrix} \lambda \tag{47}$$

$$\mathbf{h} = \begin{pmatrix} (p_1 \vdots p_2 \ldots) \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{11}^T \\ \mathbf{q}_{12}^T \\ \vdots \end{pmatrix} \\ \cdots\cdots\cdots \\ (p_1 \vdots p_2 \ldots) \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{21}^T \\ \mathbf{q}_{22}^T \\ \vdots \end{pmatrix} \\ \cdots\cdots\cdots \\ (p_1 \vdots p_2 \ldots) \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{r1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{q}_{r,2n}^T \end{pmatrix} \end{pmatrix} \boldsymbol{\lambda} = \mathbf{R}\boldsymbol{\lambda} \quad \text{where} \quad \mathbf{R} \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{p}^T \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{11}^T \\ \vdots \\ \mathbf{q}_{1,2n}^T \end{pmatrix} \\ \cdots\cdots \\ \mathbf{p}^T \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{21}^T \\ \vdots \\ \mathbf{q}_{2,2n}^T \end{pmatrix} \\ \cdots\cdots \\ \vdots \\ \cdots\cdots \\ \mathbf{p}^T \begin{pmatrix} \mathbf{q}_{r1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{q}_{r,2n}^T \end{pmatrix} \end{pmatrix} = \mathbf{R}(\mathbf{p}) \in \mathcal{R}^{r \times n_m} \ . \quad (48)$$

D Symmetric Matrix G

Substituting $\boldsymbol{\lambda}$ and $\mathbf{h}$ by $\mathbf{I}_{n_m}$ and $\mathbf{H}$, respectively, in Eq.(46), the relation

$$\mathbf{H} = \mathbf{Q}^T(\mathbf{p} \otimes \mathbf{I}_{n_m}) = \mathbf{R}\mathbf{I}_{n_m} = \mathbf{R} \quad (49)$$

is achieved. Using Eq.(16), the expression $\mathbf{G}$ in Eq.(19) can be rewritten

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^T + \mathbf{P}_o)\mathbf{F} = 0.5(\mathbf{R}^T + \mathbf{P}_o)(\mathbf{Q}^T\mathbf{Q} + \mathbf{P}_o^T\mathbf{P}_o)^{-1}(\mathbf{R} + \mathbf{P}_o^T) \equiv \mathbf{G}^T \ . \quad (50)$$

E Partitioning a Kronecker Product

The expression

$$(\mathbf{p}^T \otimes \mathbf{I})\mathbf{Q} \quad \text{can be replaced by} \quad \begin{pmatrix} \mathbf{q}^T\mathbf{Q} \\ \mathbf{q}^T\mathbf{H}_1\mathbf{Q} \\ \mathbf{q}^T\mathbf{H}_2\mathbf{Q} \\ \vdots \end{pmatrix} \quad (51)$$

where $\mathbf{q} \triangleq (p_1 \quad 0 \quad 0 \ \ldots \ p_2 \quad 0 \ \ldots)^T$ is a new vector-valued variable and $\mathbf{H}_1$, $\mathbf{H}_2$... are permutation matrices providing the shift operation.

Systemanalyse mit der Schwachen L_2-Stabilität

Oliver König

Eingelangt am 19. August 1993

Zusammenfassung

Bei dynamischen Systemen mit Integralanteil und Sektoren mit unterer Schranke null ist das Kreiskriterium nicht in der Lage eine Aussage über die L_2-Stabilität des Systems zu machen, da die Norm der Regelgröße $y(t)$ möglicherweise über alle Grenzen wächst. Anhand dieses Spezialfalles wird ein Stabilitätsbegriff entwickelt (L_{2w}-Stabilität), der nicht nur Aussagen über diese speziellen Systeme zuläßt, sondern ganz allgemein eine Abschwächung des Begriffes der L_2-Stabilität darstellt. Im Anschluß an die theoretischen Untersuchungen demonstriert ein Beispiel die Anwendung der Theorie.

1 Einleitung

In der linearen Systemtheorie ist man gewohnt, die Stabilität eines Systems anhand der Wurzeln der charakteristischen Gleichung (Systempole) zu beurteilen. Leider sind praktisch alle physikalisch vorkommenden Systeme nicht exakt durch lineare Differentialgleichungen beschreibbar (spätestens bei Erreichen der Stellgrößenbegrenzung versagt das lineare Modell). Akzeptiert man jedoch Nichtlinearitäten in der Modellbeschreibung, dann ist es notwendig, einen neuen Stabilitätsbegriff einzuführen. Eine Möglichkeit besteht darin, sich auf das Eingangs– Ausgangsverhalten des zu untersuchenden Systems zu konzentrieren. Abb. 1 zeigt

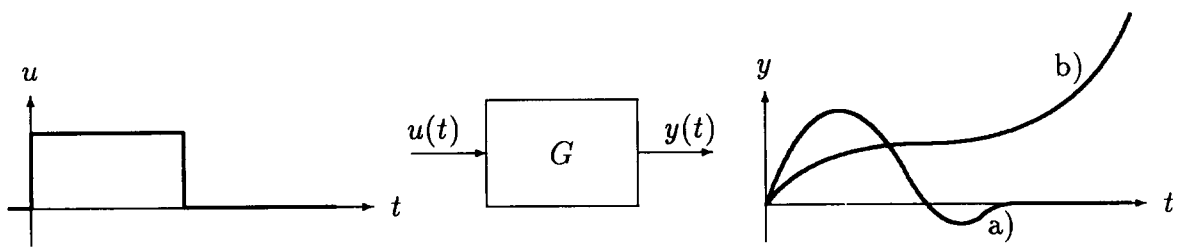


Abbildung 1: Stabilitätsdefinition in nichtlinearen Systemen

ein System G, das mit einem Impuls $u(t)$ angeregt wird und zwei mögliche Antworten $y(t)$.

Aus systemtechnischer Sicht kann man sich das System G als Festwertregelkreis vorstellen (z. B. Temperaturregelung eines Kühlraumes), die Eingangsgröße $u(t)$ als Systemstörung (z. B. kurzzeitiges Öffnen einer Tür) und die Ausgangsgröße $y(t)$ als konstantzuhaltende Regelgröße (z. B. Temperatur im Rauminneren). Rein intuitiv würde man wohl Fall a) als stabil, Fall b) dagegen als instabil klassifizieren, da die Ausgangsgröße im Fall b) nicht mehr gegen die Ursprungslage $y = 0$ zurückkehrt. Man kann diese heuristische Forderung für Stabilität auf verschiedene Weise in eine mathematische Definition umsetzen. Als besonders nützlich erweist sich die Beobachtung, daß Signale $y(t)$, die gegen den Stationärwert null konvergieren, ein endliches Integral

$$\|y\|_2 := \left(\int_0^\infty y^2\,dt\right)^{\frac{1}{2}} \tag{1}$$

besitzen. Funktionen $y(t)$, die diese Eigenschaft aufweisen sind Mitglieder des normierten Funktionenraumes L_2 (L steht für Lebesgue), und das Integral (1), genannt Norm von y (geschrieben $\|y\|_2$) ist das (Abstands)Maß in diesem abstrakten mathematischen Raum. Ein System G wird in dieser Notation als stabil angesehen, wenn jede Anregung $u(t)$ aus L_2 eine Ausgangsgröße $y(t)$ hervorruft, die ebenfalls Mitglied des Funktionenraumes L_2 ist (siehe Definition 1). Eine andere, physikalisch orientierte Interpretation geht von der Auffassung des Normintegrals als verallgemeinerte Energie aus. Stellt man sich das System G als ohmschen Widerstand R in einer elektrischen Schaltung vor und $u(t)$ als Spannung, die an diesem Widerstand abfällt, dann ist die dem System G zugeführte Energie $\int_0^\infty u(t)\,i(t)\,dt = R^{-1}\int_0^\infty u^2(t)\,dt$ proportional zum Quadrat der Norm $\|u\|_2$. Ein System ist in dieser Interpretation stabil, wenn bei Anregung mit endlicher (verallgemeinerter) Energie auch die abgegebene Energie endlich bleibt.

Der Begriff der L_2-Stabilität, so wie er hier angedeutet wurde, ist etwa 30 Jahre alt und in der regelungstechnischen Literatur gut eingeführt (*Sandberg, I., 1964a; Sandberg, I., 1964b; Zames, G., 1966a; Zames, G., 1966b; Cho Y., and Narendra K., 1968; Böcker, J., Hartmann, I., und Zwanzig, Ch., 1986; Vidyasagar, M., 1993*). Für eine bestimmte rückgekoppelte Struktur (nichtlinearer Standardregelkreis, siehe Abb. 2) folgt aus ihm das Kreiskriterium, ein hinreichendes Stabilitätsuntersuchungsverfahren der nichtlinearen Systemtheorie, d. h. die Verletzung des Kriteriums bedeutet nicht notwendig die tatsächliche Instabilität des Systems.

Bisher war es nicht möglich, das Verfahren auf Systeme mit stationärer Regelabweichung anzuwenden, da die L_2-Norm der Regelgröße $y(t)$ in diesem Fall nicht existiert (siehe Abb. 5). In der vorliegenden Arbeit wird dieses Problem durch eine Erweiterung des Stabilitätsbegriffes gelöst (vorerst nur für Eingrößensysteme). Die Methode beinhaltet die Aussagen der klassischen L_2-Stabilität als Grenzfall.

2 Problemstellung

Im folgenden werden wichtige Grundlagen und Sätze der klassischen L_2-Stabilität, wie sie in vielen Lehrbüchern über nichtlineare Regelungstechnik zu finden sind (*Böcker, J., Hart-*

mann, I., und Zwanzig, Ch., 1986; Vidyasagar, M., 1993) , kurz zusammengestellt, um die Beschränkungen der Methode aufzuzeigen und den neuen Ansatz zu motivieren. Die Theorie

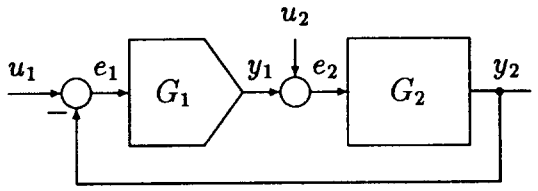


Abbildung 2: Nichtlinearer Standardregelkreis

fußt auf der Definition der L_2-Stabilität eines Systems G, wie sie in der Einleitung bereits angedeutet wurde. Da meist rückgekoppelte Systeme mit zwei Eingängen u_1, u_2 entsprechend Abb. 2 (nichtlinearer Standardregelkreis) betrachtet werden, wird die Definition diesem Fall entsprechend erweitert.

Definition 1

a) Offene Systeme: Eine Abbildung $G : u \mapsto y$ $(u, y \in L_2)$ gemäß Abb. 1 heißt L_2-stabil, wenn eine endliche positive Zahl c existiert, für die gilt:

$$\|y\|_2 \leq c\,\|u\|_2 \qquad \Leftrightarrow \qquad \sqrt{\int_0^\infty y^2\,dt} \leq c\,\sqrt{\int_0^\infty u^2\,dt} \tag{2}$$

Die kleinste Zahl $\gamma = c_{\min}$, für die (2) erfüllt ist, heißt Norm der Abbildung G.

b) Rückgekoppelte Systeme: Ein nichtlinearer Standardregelkreis $(u_1, u_2, y_2 \in L_2)$ gemäß Abb. 2 heißt L_2-stabil, wenn endliche positive Zahlen c_1, c_2 existieren, für die gilt:

$$\|y_2\|_2 \leq c_1\,\|u_1\|_2 + c_2\,\|u_2\|_2 \tag{3}$$

Zur Beurteilung der L_2-Stabilität des nichtlinearen Standardregelkreises zieht man die Systemnormen der einzelnen L_2-stabilen Teile G_1, G_2 entsprechend Definition 1a heran. Das Ergebnis dieser Untersuchungen ist das Kreiskriterium (*Böcker, J., Hartmann, I., und Zwanzig, Ch., 1986*, Seite 139).

Satz 1 (Kreiskriterium) *Ist die Nichtlinearität G_1 eines nichtlinearen Standardregelkreises sektorgebunden*[1] *mit einer Norm*

$$\gamma_1 = \sup_{e_1} \frac{|y_1|}{|e_1|}\,, \tag{4}$$

und ist das zugehörige lineare System G_2 stabil mit einer Norm (H_∞-Norm)

$$\gamma_2 = \sup_{\omega} |G_2(j\omega)|\,, \tag{5}$$

[1] d. h., die Kennlinie $y_1 = G_1(e_1)$, die zeitvariant und mehrdeutig sein darf, muß vollständig innerhalb zweier Geraden $g_1 = \gamma_1\,e_1$ und $g_2 = -\gamma_1\,e_1$ verlaufen, die den Sektor bilden (siehe Abb. 3).

und ist die Stabilitätsbedingung (small gain condition)

$$\gamma_1 \gamma_2 < 1 \tag{6}$$

erfüllt, dann ist der Regelkreis L_2-stabil.

Im allgemeinen nützt eine gegebene Nichtlinearität einen symmetrischen Sektor $\pm\gamma_1 e_1$ wie er in Satz 1 gefordert wird nicht aus (siehe Abb. 3), d. h. die Sektorabschätzung wird sehr konservativ. Eine weitere Schwierigkeit ergibt sich durch instabile lineare Systemteile G_2, für die Satz 1 nicht gilt. Beide Probleme kann man mit einer Systemtransformation in den Griff bekommen, welche die grundsätzliche Systemstruktur (nichtlinearer Systemteil – linearer Systemteil) nicht verändert. Aus der L_2-Stabilität des transformierten Systems (Abb. 4) kann dann direkt auf die L_2-Stabilität des Originalsystems (Abb. 3, bzw. Abb. 2) geschlossen werden. Die Nichtlinearität G_a des transformierten Systems geht durch Subtraktion eines linearen Anteiles $k\,e_1$ aus dem Originalsystem hervor, d. h. es gelten folgende Zusammenhänge (*Böcker, J., Hartmann, I., und Zwanzig, Ch., 1986*):

$$v_1 \equiv u_1\,, \qquad d_1 \equiv e_1 = v_1 - z_2\,, \qquad z_1 = G_a(d_1) = y_1 - k\,e_1 \tag{7}$$

Der lineare Systemteil G_b wird mit demselben Proportionalglied k gegengekoppelt und man erhält

$$v_2 = u_2 + k\,u_1\,, \qquad d_2 = z_1 + v_2\,, \qquad z_2 \equiv y_2\,. \tag{8}$$

Mit dieser Transformation läßt sich aus dem Kreiskriterium ein anwendungsnähere Hilfssatz (Lemma 1) formulieren, der im folgenden Beispiel benützt wird, um das Versagen der klassischen L_2-Stabilität bei bestimmten Fragestellungen zu demonstrieren.

Lemma 1 *Ist die Nichtlinearität G_a eines, entsprechend (7) und (8), transformierten nichtlinearen Standardregelkreises sektorgebunden*[2] *mit einer Norm*

$$\gamma_a = \sup_{d_1} \frac{|z_1|}{|d_1|}\,, \tag{9}$$

und ist das lineare System G_b stabil mit einer Norm

$$\gamma_b = \sup_{\omega} |G_b(j\omega)| = \sup_{\omega} \left| \frac{G_2(j\omega)}{1 + k\,G_2(j\omega)} \right|\,, \tag{10}$$

und ist die Stabilitätsbedingung

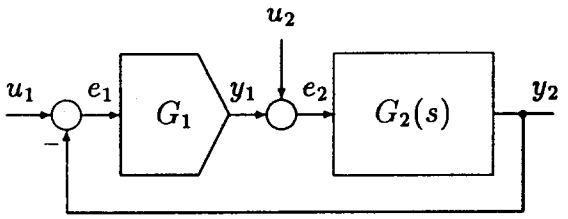
$$\gamma_a \gamma_b < 1 \tag{11}$$

erfüllt, dann ist der ursprüngliche Regelkreis (Abb. 2) L_2-stabil.

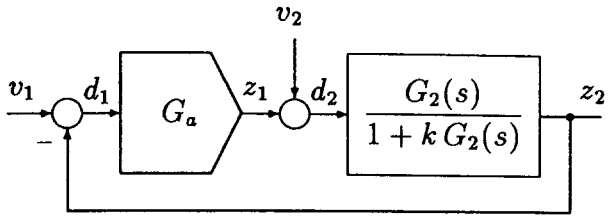
Beispiel

Abb. 3 zeigt die Struktur des zu untersuchenden Systems sowie die nichtlineare zeitinvariante Kennlinie $G_1(e_1)$ (multilevel-relais). Die Nichtlinearität ist punktsymmetrisch bezüglich dem

[2] d. h., die Kennlinie $z_1 = G_a(d_1) = G_1(d_1) - a\,d_1$ muß vollständig innerhalb zweier Geraden $\pm\gamma_a\,d_1$ verlaufen, die den Sektor bilden (siehe Abb. 4).



Originalsystem



Transformiertes System

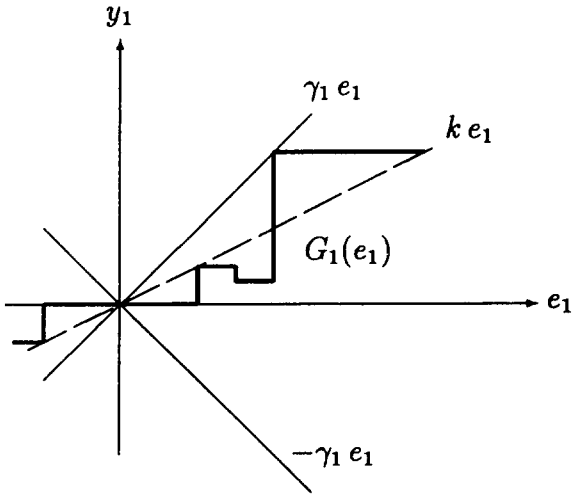


Abbildung 3: $G_1(e_1)$

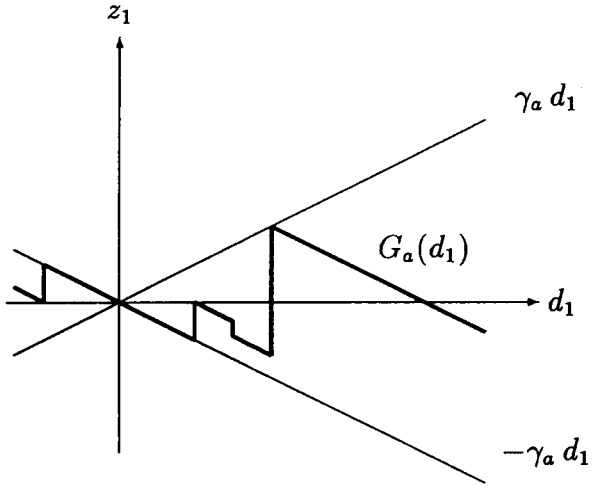


Abbildung 4: $G_b(d_1)$

Koordinatenursprung und kann durch die obere Schranke $\gamma_1\, e_1$ und die untere Schranke $y_1 = 0$ begrenzt werden. Der lineare Systemteil $G_2(s)$ beinhaltet einen Integralanteil $\frac{1}{s}$, sonst nur Pole in der linken Halbebene. $G_2(s) = \frac{1}{s}\, G_R(s)$ ist also grenzstabil.

Um den Sektor voll ausnützen zu können, und weil das System $G_2(s)$ als grenzstabil vorausgesetzt wurde, ist eine Sektortransformation notwendig. Die Sektorsteigung γ_a hängt von der gewählten mittleren Kennliniensteigung k ab:

$$\gamma_a = \begin{cases} \gamma_1 - k & : \; k < \frac{\gamma_1}{2} \\ k & : \; \frac{\gamma_1}{2} \leq k \end{cases}$$

Abb. 4 zeigt die transformierte Nichtlinearität und das Blockschaltbild nach der Transformation mit $k = 0.5\,\gamma_1$. Der neue lineare Systemteil $G_b(s)$ muß stabil sein, sonst braucht gar nicht weiter untersucht werden. Für das weitere wird daher davon ausgegangen, daß G_b stabil ist. Der Betrag der transformierten Übertragungsfunktion $G_b(\omega)$ an der Stelle $\omega = 0$ wird wegen des Integralanteiles

$$\lim_{s\to 0} G_b(s) = \lim_{s\to 0} \frac{G_2(s)}{1 + k\,G_2(s)} = \lim_{s\to 0} \frac{\frac{1}{s}G_R(s)}{1 + k\,\frac{1}{s}G_R(s)} = \lim_{s\to 0} \frac{G_R(s)}{s + k\,G_R(s)} = \frac{1}{k} \leq \gamma_b\,.$$

Damit erhält man für die Stabilitätsbedingung (11)

$$\gamma_a\gamma_b \geq \begin{cases} \frac{\gamma_1}{k} - 1 & : \; k < \frac{\gamma_1}{2} \\ 1 & : \; \frac{\gamma_1}{2} \leq k \end{cases} \qquad \Rightarrow \qquad \gamma_a\gamma_b \geq 1$$

Es ist also nicht möglich, mit dem Kreiskriterium Stabilität für derartige Systeme nachzuweisen (*Böcker, J., Hartmann, I., und Zwanzig, Ch., 1986*, Kapitel 3.2). Physikalisch verständlich wird dieser Sachverhalt, wenn man sich vor Augen hält, daß eine Treppenfunktion wie in Abb. 3 als Nichtlinearität dazu führt, daß die Stellgröße e_2 null bleibt, selbst wenn eine kleine stationäre Regelabweichung $e_{1\infty}$ besteht. Die L_2-Norm von $y_2(t)$, d. h. die quadratisch gewichtete Amplituden-Zeit-Fläche $\|y_2\|_2 = (\int_0^\infty y_2^2\, dt)^{\frac{1}{2}}$ wird damit unbeschränkt, die Norm existiert nicht mehr, und das Kreiskriterium kann keine Aussage liefern, obwohl der Stationärwert des Systems beschränkt bleibt.

3 Schwache L_2-Stabilität

Ein Stabilitätsbegriff für Systeme mit konstanter Stationärabweichung läßt sich durch Einführung einer willkürlich gewählten Stabilitätsschranke $\hat{y}_\infty \geq 0$ definieren (siehe Abb. 5). Ist der Betrag des Stationärwertes des Systems $|y_\infty|$ kleiner als die Schranke $\hat{y}_\infty$, dann gilt das System als stabil, sonst als instabil. Diese Idee läßt sich auf einen Stabilitätsindikator im erweiterten Lebesgue-Raum L_{2e}, wie er von Zames (*Zames, G., 1966a*) in die Regelungstechnik eingeführt wurde, übertragen. Diesem Raum gehören alle Zeitfunktionen $x(t)$ an, die bis zu einer Zeit $T > 0$ eine Norm $\|x_T\|_2 := (\int_0^T x^2\, dt)^{\frac{1}{2}}$ besitzen. Alle Funktionen aus L_2 sind daher auch Funktionen aus L_{2e}, zusätzlich beinhaltet der erweiterte Raum aber noch instabile Zeitfunktionen, d. h. Funktionen die für $T \to \infty$ beliebig aufklingen können.

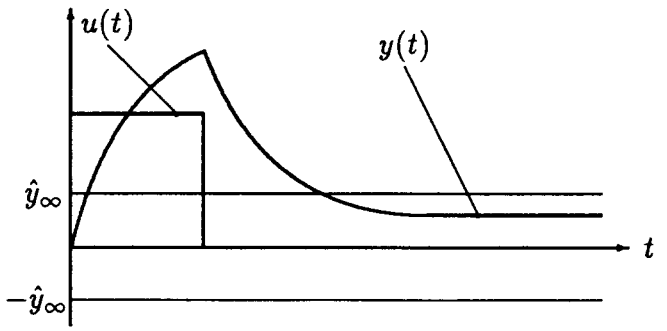


Abbildung 5: Transiente eines Systems mit Stationärabweichung

Definition 2

a) *Offene Systeme: Eine Abbildung $G : u \mapsto y$ ($u \in L_2, y \in L_{2e}$) gemäß Abb. 1 heißt schwach L_2-stabil (L_{2w}-stabil), wenn zu einer gegebenen konstanten Funktion $\hat{y}_\infty$ eine*

endliche positive Zahl c existiert, für die gilt:

$$\|y_T\|_2 - \|\hat{y}_{\infty T}\|_2 \leq c\,\|u_T\|_2 \tag{12}$$

Die kleinste Zahl $\gamma = c_{\min}$, für die (12) erfüllt ist, heißt Norm der Abbildung G.

b) Rückgekoppelte Systeme: Ein nichtlinearer Standardregelkreis ($u_1, u_2, y_2 \in L_{2e}$) gemäß Abb. 2 heißt schwach L_2-stabil, wenn endliche positive Zahlen c_1, c_2 existieren, für die gilt:

$$\|y_{2T}\|_2 - \|\hat{y}_{\infty T}\|_2 \leq c_1\,\|u_{1T}\|_2 + c_2\,\|u_{2T}\|_2 \tag{13}$$

Der Zusammenhang von Definition 2 mit der Ursprungsidee des Stabilitätsindikators wird klar, wenn man in (12) den Grenzübergang für $T \to \infty$ symbolisch ausführt. Die rechte Ungleichungsseite wird in diesem Fall gleich der L_2-Norm von $u(t)$ und man erhält

$$\lim_{T\to\infty}(\|y_T\|_2 - \|\hat{y}_{\infty T}\|_2) \leq c\,\|u\|_2\,. \tag{14}$$

Auf der linken Seite der Ungleichung (14) befinden sich zwei divergente Zeitintegrale deren Differenz kleiner als eine endliche positive Größe sein muß, damit das zu untersuchende System als schwach L_2-stabil bezeichnet wird. Die Differenz der Integrale hängt aber nur vom Stationärwert der Systemtransienten ab, wie Lemma 2 zeigt.

Lemma 2 *Ist ein System gemäß Abb. 1 schwach L_2-stabil, und ist der Stationärwert y_∞ der Systemausgangsgröße konstant, dann ist $\hat{y}_\infty$ eine obere Schranke für diesen Stationärwert:*

$$|y_\infty| < \hat{y}_\infty \tag{15}$$

Beweis: Ausgangspunkt des Beweises ist die Aufteilung des Normintegrales in einen bestimmt konvergenten und einen bestimmt divergenten Anteil in der Form

$$\begin{aligned} \|y_T\|_2 &= \sqrt{\int_0^T y^2\,dt} = \sqrt{\int_0^T (y^2 - y_\infty^2)\,dt + \int_0^T y_\infty^2\,dt} = \sqrt{k_y(T) + y_\infty^2\,T} \\ \|y_T\|_2 &= |y_\infty|\sqrt{T}\sqrt{1 + \frac{k_y(T)}{y_\infty^2 T}}\,. \end{aligned} \tag{16}$$

Der zweite Wurzelausdruck in (14) nähert sich immer mehr dem Wert 1 für $T \to \infty$, da $\lim_{T\to\infty} k_y(T) < \infty$. Es kommt also auf die endliche „Vorgeschichte" $k_y(T)$ überhaupt nicht an und man erhält im symbolischen Grenzübergang

$$\lim_{T\to\infty} \|y_T\|_2 = \lim_{T\to\infty} |y_\infty|\sqrt{T}\,. \tag{17}$$

Der zweite Term auf der linken Seite von Ungleichung (14) wird analog

$$\lim_{T\to\infty} \|\hat{y}_{\infty T}\|_2 = \lim_{T\to\infty} \hat{y}_\infty\sqrt{T}\,. \tag{18}$$

Einsetzen der Ausdrücke in (14) liefert

$$(|y_\infty| - \hat{y}_\infty) \lim_{T\to\infty} \sqrt{T} \leq c\,\|u\|_2 < \infty\,. \tag{19}$$

Die Ungleichung (19) ist nur dann mit Sicherheit erfüllt, wenn der Term $|y_\infty| - \hat{y}_\infty < 0$ ist, sonst divergiert die linke Ungleichungsseite gegen $+\infty$ □

Damit ist der Zusammenhang zwischen dem gewünschten Stabilitätsindikator für Stationärwerte und Definition 2 hergestellt. Ähnlich wie bei der L_∞-Stabilität (BIBO) wird überprüft, ob die Transiente des Systemausgangs für Anregungungen aus dem zugehörigen normierten Raum (L_2 oder L_∞) innerhalb gewisser Schranken bleibt (*Böcker, J., Hartmann, I., und Zwanzig, Ch., 1986*, Kapitel 3.5). Aber im Gegensatz zur L_∞-Stabilität bezieht sich diese Überprüfung bei der schwachen L_2-Stabilität lediglich auf den Grenzwert für $t \to \infty$ und nicht auf den Maximalwert über den kompletten Zeitverlauf.

In der Folge wird ein nichtlinearer Standardregelkreis betrachtet, dessen Nichtlinearität G_1 schwach L_2-stabil ist, dessen linearer Systemteil G_2 dagegen L_2-stabil ist. Dazu ist es notwendig, sich Klarheit darüber zu verschaffen, welche Typen von Nichtlinearität schwach L_2-stabil sind, bzw. sich die Norm γ_1 (bzw. γ_a im transformierten Fall) errechnet. In diesem Zusammenhang erweist es sich als nützlich, den Begriff des schwachen Sektors einzuführen.

Definition 3 *Eine Abbildung $G : u \mapsto y$ $(u, y \in L_{2e})$ gemäß Abb. 1 heißt schwach sektorgebunden, wenn zu einer gegebenen Schranke $b \geq 0$ eine Zahl $c \geq 0$ existiert, sodaß gilt:*

$$|y(t)| \leq b + c\,|u(t)| \qquad \forall (t \geq 0) \tag{20}$$

Die kleinste Zahl $\gamma = c_{\min}$, für die (20) erfüllt ist, heißt Norm der Abbildung G.

Der schwache Sektor unterscheidet sich vom klassischen L_2-Sektor nur durch die Schranke b, die einen zusätzlichen Freiheitsgrad in der Sektorwahl darstellt. Die Abbildung G in Definition 3 muß weder zeitinvariant, noch eineindeutig sein. Zu den schwach sektorgebundenen Nichtlinearitäten zählen somit auch Hysteresekennlinien um den Ursprung, die mit der klassischen L_2-Stabilität nicht behandelbar sind. Einen möglichen schwachen Sektor zum Beispiel aus Abschnitt 2 zeigt Abb. 6. Den Zusammenhang zwischen schwach sektorgebundenen und L_{2w}-stabilen Abbildungen liefert Lemma 3.

Lemma 3 *Jede schwach sektorgebundene Abbildung G gemäß Abb. 1 ist schwach L_2-stabil.*

Beweis: Alle Terme in Ungleichung (20) sind positive Zahlen. Quadrieren verändert daher das Vorzeichen der Ungleichung nicht.

$$|y(t)|^2 \leq b^2 + \gamma^2 |u(t)|^2 + 2\gamma\, b\,|u(t)| \tag{21}$$

Integration und Anwendung der Schwarzschen Ungleichung liefert

$$\begin{aligned}
\int_0^T |y(t)|^2\,dt &\leq \int_0^T |b|^2\,dt + \gamma^2 \int_0^T |u(t)|^2\,dt + 2\gamma \int_0^T |b||u(t)|\,dt \quad \leq \\
&\leq \int_0^T |b|^2\,dt + \gamma^2 \int_0^T |u(t)|^2\,dt + 2\gamma \sqrt{\int_0^T |b|^2\,dt}\sqrt{\int_0^T |u(t)|^2\,dt} \quad = \\
&= \left(\|b_T\|_2 + \gamma \|u_T\|_2\right)^2 \text{ , bzw.}
\end{aligned}$$

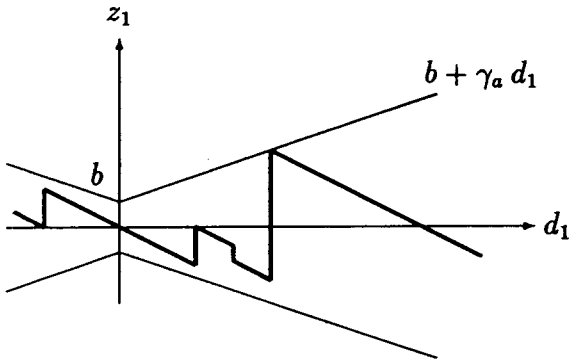


Abbildung 6: Transformierte Nichtlinearität G_a

$$\|y_T\|_2 - \|b_T\|_2 \leq \gamma \|u_T\|_2 \quad \square \tag{22}$$

Die Berechnung der Norm γ_2 (bzw. γ_b im transformierten Fall) des linearen Systemteiles bleibt gleich, wie im Fall der klassischen L_2-Stabilität, da an dieses Teilsystem im Fall der L_{2w}-Stabilität dieselben Anforderungen gestellt werden. In den weiteren Untersuchungen wird der transformierte Regelkreis nach Abb. 4 herangezogen, da die Struktur nach Abb. 3 automatisch für $k = 0$ aus der transformierten Struktur folgt.

Lemma 4 *Ist die Nichtlinearität G_a eines transformierten nichtlinearen Standardregelkreises schwach L_2-stabil mit einer Norm $\gamma_a > 0$ und einer Schranke b, d. h.*

$$\|z_{1T}\| - \|b_T\| \leq \gamma_a \|d_{1T}\|, \tag{23}$$

und ist das lineare System G_b L_2-stabil mit einer Norm γ_b, d. h.

$$\|z_2\| \leq \gamma_b \|d_2\|, \tag{24}$$

und ist die Stabilitätsbedingung

$$\gamma_a \gamma_b < 1 \tag{25}$$

erfüllt, dann ist der nicht transformierte Regelkreis (Abb. 2) schwach L_2-stabil.

Beweis: Der komplette Beweis wird im Raum L_{2e} geführt, der kennzeichnende Index T an allen Signalen wird aber der Übersichtlichkeit halber weggelassen, da keine Verwechslungsgefahr besteht. Aus dem gleichen Grund wird vereinbart, daß das allgemeine Normsymbol $\|\cdot\|$ in der folgenden Ableitung die Zweinorm $\|\cdot\|_2$ repräsentieren möge.

Aus der Systemstruktur (Abb. 4), bzw. den Gleichungen (7) und (8) folgt unter Anwendung der Dreiecksungleichung und wegen der Definitheit von Normen

$$\gamma_a \|d_1\| \leq \gamma_a (\|u_1\| + \|z_2\|), \quad \gamma_b \|d_2\| \leq \gamma_b (\|u_2\| + k\|u_1\| + \|z_1\|). \tag{26}$$

Wegen der Transitivität von $\leq$ folgt damit aus (23) und (24)

$$\|z_1\| - \|b\| \leq \gamma_a (\|u_1\| + \|z_2\|) \quad \Leftrightarrow \quad \gamma_b \|z_1\| \leq \gamma_b (\|b\| + \gamma_a (\|u_1\| + \|z_2\|)) \tag{27}$$

$$\|z_2\| \leq \gamma_b (\|u_2\| + k\|u_1\| + \|z_1\|) \quad \Leftrightarrow \quad \|z_2\| - \gamma_b (\|u_2\| + k\|u_1\|) \leq \gamma_b \|z_1\|, \tag{28}$$

und weiters durch Zusammenfassung der letzten beiden Ungleichungen

$$(1-\gamma_a\gamma_b)\,\|z_2\| - \gamma_b\,\|b\| \le \gamma_b(k+\gamma_a)\,\|u_1\| + \gamma_b\|u_2\|\,. \tag{29}$$

Wegen (25) beeinflußt eine Division durch $1-\gamma_a\gamma_b$ das Ungleichheitszeichen nicht. Mit der Abkürzung

$$\varepsilon := \frac{1}{1-\gamma_a\gamma_b} \tag{30}$$

erhält man schließlich (unter Ausnützung der Homogenität der Norm)

$$\|y_2\| - \|\varepsilon\gamma_b b\| \le \varepsilon\gamma_b(k+\gamma_a)\,\|u_1\| + \varepsilon\gamma_b\|u_2\|\,, \tag{31}$$

eine Beziehung, die (13) entspricht □

Aus der Kombination von Lemma 2, 3 und 4 ergibt sich

Satz 2 *Ist die Nichtlinearität G_a eines transformierten nichtlinearen Standardregelkreises schwach sektorgebunden mit einer Norm*

$$\gamma_a = \sup_{d_1}\left(0\,,\ \frac{|z_1|-b}{|d_1|}\right)\,, \tag{32}$$

und ist das lineare System G_b L_2-stabil mit einer Norm γ_b, d. h.

$$\gamma_b = \sup_{\omega}|G_b(j\omega)| = \sup_{\omega}\left|\frac{G_2(j\omega)}{1+k\,G_2(j\omega)}\right|\,, \tag{33}$$

und ist die Stabilitätsbedingung

$$\gamma_a\gamma_b < 1 \tag{34}$$

erfüllt, dann ist der nicht transformierte Regelkreis (Abb. 2) schwach L_2-stabil. Ist weiters der Stationärwert $y_{2\infty}$ der Systemausgangsgröße konstant, dann läßt sich eine obere Schranke

$$\left(\hat{y}_{2\infty} = \frac{\gamma_b}{1-\gamma_a\gamma_b}\,b\right) \ge |y_{2\infty}| \tag{35}$$

für den Stationärwert angeben.

4 Stationäre Oszillationen und Systemanalyse

Bisher wurde vorausgesetzt, daß die Ausgangsgröße y_2 einen konstanten Stationärwert $y_{2\infty}$ besitzt. Diese Voraussetzung für die Gültigkeit von Lemma 2 (bzw. Satz 2) scheint zunächst sehr einschränkend zu sein, denn es existieren viele Regelsysteme, wo es zu (gewollten oder notgedrungen hingenommenen) periodischen Stationärbewegungen kommt. Die in Lemma 2 angestellte Untersuchung läßt sich auch für harmonische (und aufgrund der Möglichkeit der Fourieranalyse auch für beliebig komplexe) Stationärbewegungen durchführen. Man erhält dann Stationärabschätzungen $\hat{y}_{2\infty}$ für die Amplitude der Stationärbewegung der Form $c\,\varepsilon\,\gamma_b\,b$, $c>1$. Die Ableitung dieser Behauptung wird an dieser Stelle jedoch nicht wiedergegeben, und zwar aus folgenden Gründen:

1. Die Amplitudenabschätzung (35) ist durch die Kombination einiger Ungleichungen entstanden. Es ist daher zu erwarten (und wurde durch zahlreiche Testbeispiele bisher bestätigt), daß sie konservativ genug ist, um auch im Fall „gutartiger" (d. h. näherungsweise harmonischer) Schwingungen als Schranke herangezogen werden zu können.

2. Wegen der starken Unterdrückung höherer Harmonischer durch fast alle praktisch auftretenden Regelstrecken sind die in Regelsystemen auftretenden Schwingungen näherungsweise harmonisch.

Die pragmatische Schlußfolgerung aus den zwei Argumenten lautet daher: Die Amplitudenabschätzung (35) wird weiterhin als obere Schranke für eine auftretende Stationärabweichung betrachtet, allerdings mit dem Wissen, daß sie mathematisch exakt nur im Fall konstanter Stationärabweichung gilt.

Satz 2 (bzw. Ungleichung (35)) bildet den Ausgangspunkt für eine Reihe von Anwendungsmöglichkeiten der schwachen L_2-Stabilität:

1. Analyse eines gegebenen nichtlinearen Standardregelkreises.

2. Synthese der nichtlinearen Abbildung G_a (bzw. in der Folge direkt G_1) zu einem gegebenen linearen System G_2.

3. Stabilisierung eines gegebenen nichtlinearen Standardregelkreises durch Einführung zusätzlicher linearer Elemente.

In dieser Arbeit wird auschließlich die Systemanalyse weiterverfolgt.

Die klassische L_2-Untersuchung weist nur einen einzigen Freiheitsgrad k auf. Durch die Stationärschranke b gewinnt man bei der schwachen L_2-Stabilität einen Freiheitsgrad, der in vielen Fällen eine Stabilitätsuntersuchung erst ermöglicht. In der Regel interessiert man sich für die bestmögliche Stabilitätsabschätzung, d. h. gesucht sind jene Größen b und k, für die sich eine minimale Stationärabweichung $\hat{y}_{2\infty}$ ergibt, natürlich immer unter Beachtung der Stabilitätsbedingung $\gamma_a\gamma_b < 1$ und allfälliger Nebenbedingungen, die aus der nichtlinearen Abbildung G_b folgen (z. B. dürfen Sektor und nichtlineare Kennlinie keinen Schnittpunkt aufweisen). Es resultiert das nichtlineare Optimierungsproblem

$$\begin{aligned} f(k,b) &= \frac{\gamma_b}{1-\gamma_a\gamma_b}\, b = \varepsilon\,\gamma_b\, b \quad \Rightarrow \quad \min \qquad (36) \\ g_1(k,b) &= \gamma_a\gamma_b - 1 < 0 \\ g_i(k,b) &= \ldots\ldots < 0 \qquad\qquad \text{Nebenbedingungen, abhängig von } G_b \end{aligned}$$

das meist nicht mehr analytisch lösbar ist. Der Einsatz nichtlinearer Optimierungsalgorithmen erweist sich dann als unverzichtbar.

5 Anwendungsbeispiel

Ein nichtlinearer Standardregelkreis (Abb. 2) ist auf schwache L_2-Stabilität zu überprüfen. Der lineare Systemteil besteht aus einem Integrator $G_2(s) = \frac{1}{s}$, der nichtlineare Systemteil wird gebildet aus einer Proportionalkennlinie a mit Lose $e_0 = \frac{y_0}{a}$. Abb. 7 zeigt den transfor-

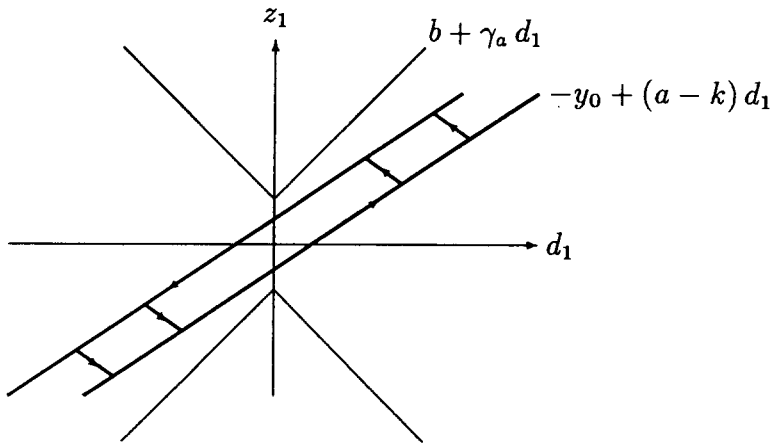


Abbildung 7: Transformierte Lose G_a

mierten nichtlinearen Systemteil G_a, der durch Subtraktion eines Proportionalelementes k aus der ursprünglichen Charakteristik G_1 hervorgeht und einen zulässigen schwachen Sektor zur gegebenen Nichtlinearität.

Dieses Beispiel wurde nicht aufgrund seiner Praxisrelevanz ausgewählt, sondern wegen seiner anschaulichen analytischen Lösbarkeit. Um die minimale Stationärschranke $\hat{y}_{2\infty}$ zu erhalten, sollte b so klein wie möglich gewählt werden, in diesem Fall also zu y_0. Der Nenner von (35) sollte aus dem gleichen Grund so groß wie möglich werden. Der größte Wert, den der Nenner überhaupt annehmen kann, ist eins, d. h. $\gamma_a\gamma_b = 0$. Die einzige Möglichkeit, dies zu erreichen besteht darin, $a = k$ zu wählen, d. h. G_a wird von zwei horizontalen Linien eingeschlossen. die Norm γ_b kann wegen der Einfachheit des gewählten linearen Systemteils leicht analytisch angegeben werden.

$$\gamma_b = \sup_\omega \left| \frac{G_2(j\omega)}{1 + k\, G_2(j\omega)} \right| = \sup_\omega \left| \frac{1}{k + j\omega} \right| = \frac{1}{k} \tag{37}$$

Somit erhält man die Abschätzung

$$\hat{y}_{2\infty} = \frac{\gamma_b}{1 - \gamma_a\gamma_b}\, b = \frac{1}{k - (a-k)}\, b = \frac{b}{k} = \frac{y_0}{k} = e_0\,. \tag{38}$$

Diese Schranke entspricht also genau der Losebreite e_0, ein Ergebnis, das nicht überrascht, darf sich doch der Ausgang y_2 nach Abklingen einer Störanregung u_1 innerhalb einer Zone $\pm e_0$ um null befinden, ohne daß der Integrator ein Eingangssignal e_2 erhält. Für dieses einfache Beispiel ergibt sich also die minimal mögliche Abschätzung für die Stationärabweichung $\hat{y}_{2\infty}$.

6 Zusammenfassung und Ausblick

Ein neuer Stabilitätsbegriff (L_{2w}-Stabilität), der es erlaubt, Untersuchungen für Systeme mit stationärer Regelabweichung durchzuführen, wird für eine Klasse nichtlinearer Systeme eingeführt, und ein Beispiel demonstriert die Wirksamkeit des Konzeptes. Eine Erweiterung des Ansatzes auf Mehrgrößensysteme ist mathematisch möglich. Ob die einfache Anwendbarkeit dann aber noch gewährleistet ist, müssen weitere Untersuchungen klären.

Literatur

Böcker, J., Hartmann, I., und Zwanzig, Ch., 1986, Nichtlineare und adaptive Regelungssysteme, (Springer-Verlag, Berlin)

Cho Y., and Narendra K., 1968, An Off-Axis Circle Criterion for the Stability of Feedback Systems with a Monotonic Nonlinearity (Short Paper), IEEE Trans. Automatic Control, pp. 413-416, August 1968

Sandberg, I., 1964a, On the L_2-Boundedness of Solutions of Nonlinear Functional Equations, The Bell Sys. Tech. J., vol. **43**, pp. 1581-1599

Sandberg, I., 1964b, A Frequency-Domain Condition for the Stability of Feedback Systems Containing a Single Time-Varying Nonlinear Element, The Bell Sys. Tech. J., vol. **43**, pp. 1601-1608

Vidyasagar, M., 1993, Nonlinear Systems Analysis, (Prentice-Hall, Englewood Cliffs)

Zames, G., 1966a, On the Input-Output Stability of Time-Varying Nonlinear Feedback Systems, Part I: Conditions Derived Using Concepts of Loop Gain, Conicity, and Positivity, IEEE Trans. Automatic Control, vol. **AC-11**, no. **2**, pp. 228-238

Zames, G., 1966b, On the Input-Output Stability of Time-Varying Nonlinear Feedback Systems, Part II: Conditions Involving Circles in the Frequency Plane and Sector Nonlinearities, IEEE Trans. Automatic Control, vol. **AC-11**, no. **3**, pp. 465-476

Diese Arbeit wurde vom Fonds zur Förderung der Wissenschaftlichen Forschung im Rahmen des Projektes P09462-PHY, „Synthese und Analyse von Fuzzy Reglern“ gefördert.

Genetische Algorithmen
Untersuchung verschiedener genetischer Operatoren und Codierungsarten

S. Demel, T. Grünberger
Institut für Elektrische Regelungstechnik, TU-Wien, Österreich

Eingelangt am 14. Oktober 1994

Dieser Text soll Einblick in Optimierungsverfahren mit Genetischen Algorithmen (GA) gewähren, die Stärken dieser Verfahren verdeutlichen und deren Grenzen aufzeigen.
Zunächst wird das Funktionsprinzip der GA kurz dargestellt, im weiteren wird ausgehend von den ersten vorgeschlagenen genetischen Operatoren die Funktionsweise weiterer in der Literatur erwähnter genetischer Operatoren vorgestellt, wobei auch auf zwei unterschiedliche Codierungsarten der Parameter eingegangen wird, binär codiert bzw. Darstellung als Fließkommazahl. Zum Abschluß wird anhand einfacher Optimierungsprobleme die Wirkungsweise der GA gezeigt. Dabei werden die unterschiedlichen Operatoren und deren Parametrierung getestet, und es erfolgt ein Vergleich der unterschiedlichen Codierungsarten hinsichtlich Funktionalität und Rechenzeit, um deren Tauglichkeit für komplexe regelungstechnische Optimierungsaufgaben zu untersuchen.

1 Einleitung

In der Regelungstechnik stößt man bei der Optimierung von Regelungen mit Reglern fester Struktur auf multidimensionale Optimierungsprobleme, die eine Vielzahl von lokalen Optima aufweisen können, sodaß lokale Optimierungsverfahren kein zufriedenstellendes Ergebnis liefern. In solchen Fällen greift man auf globale Verfahren, zu denen auch die GA zu zählen sind, zurück. Weitere Beispiele für globale Optimierungsstrategien sind die Evolutionsstrategie (Schwefel, H. P., 1977), und Simulated Annealing (Davis, L., 1987).

2 Funktionsprinzip der GA

Die GA versuchen das natürliche Prinzip der Evolution nachzubilden, also die Entwicklung immer lebensfähigerer Lebewesen durch Selektion und Genetik. Eine gute Einführung in GA findet sich in (Goldberg, D., 1989), Einzelheiten über Evolution und Genetik sind nachzulesen in (Schöneburg, E., Heinzmann, F., Feddersen, S., 1994).
Jeder GA arbeitet mit einer Population von Einzelindividuen, von denen jedes durch sein Erbgut genau einen Punkt im vorgegebenen Suchraum der zu optimierenden Funktion darstellt. Dieses Erbgut, also die speziellen Werte der Optimierungsparameter, ist im Chromosom des Individuums in codierter Form gespeichert. Durch Selektion unter Berücksichtigung der Fitness, die hier dem Gütewert des Individuums im Parameterraum entspricht, werden Individuen ausgewählt, die unverändert in die nächste Generation übernommen werden und solche, deren Erbgut paarweise gekreuzt und manchmal einer Mutation unterworfen wird, um Kinder mit neuem Erbgut zu erzeugen. So entsteht eine neue Population gleicher Größe, die in ihrer

Gesamtheit in den meisten Fällen besser ist als die Vorgängergeneration. Der prinzipielle Ablauf eines GA ist in Abb. 1.1 dargestellt.
GA arbeiten mit einem Chromosomenstring (Holland, J., 1992), der die Werte der Optimierungsparameter in codierter Form, meist im Binärcode, aneinandergereiht enthält (siehe Abb. 3.1). In (Michalewicz, Z., 1992, S. 75-78) wird vorgeschlagen, anstatt dieses Chromosomenstrings einen Vektor mit Fließkommazahlen, also den uncodierten Parameterwerten, zur Repräsentation des Erbgutes zu verwenden (siehe Abb. 3.2). Am Institut für Elektrische Regelungstechnik an der TU-Wien wurden diese beiden Arten der Parameterdarstellung, nämlich binär und float, in einem GA am Rechner realisiert und an zahlreichen Beispielen, von denen einige später vorgestellt werden, ausgetestet. Im folgenden soll speziell auf diesen von den Autoren getesteten GA eingegangen werden.

```
procedure ga
 begin
    t = 0
    initialisiere Population (t)
    berechne_fitness Population (t)
    while (not abbruchbedingung_erfüllt) do
    begin
        fitness-scaling
        selektion
        crossover
        mutation
        berechne_fitness Population (t + 1)
        t = t +1
    end
end
```

Abb. 1.1 Prinzipieller Ablauf eines GA

3 Erklärung der einzelnen Stufen der GA

3.1 Initialisierung

Die Initialisierung der Ausgangspopulation erfolgt zufallsgesteuert, wobei beim Binär-GA die Chromosomenstrings zufällig mit 0-en und 1-en belegt werden, woraus erst durch eine nachfolgende Decodierung die tatsächlichen Werte der Optimierungsparameter innerhalb der vorgegebenen Grenzen bestimmt werden können. Beim Float-GA werden die Elemente der Parametervektoren mit Zufallswerten im Bereich der jeweiligen Parametergrenzen belegt.

3.2 Fitness-Scaling

Dieser Operator wandelt einerseits das Suchen nach dem Maximum einer Funktion (bedingt durch die Selektionsmethode, siehe 3.3) in das in der Technik häufig verwendete und von uns benötigte Suchen nach dem Minimium eines Gütefunktionals um. Zu diesem Zweck wird der tatsächliche Gütewert eines Individuums vom schlechtesten Gütewert der gesamten Population

subtrahiert. Andererseits sollen die Fitnesswerte der Individuen so transformiert werden, daß zu Beginn der Optimierung nicht einzelne Individuen mit besonders hoher Fitness die Selektion dominieren und so zu schnelle Konvergenz auslösen. Zu schnelle Konvergenz bedeutet zu schnelles Einschränken der Suche auf ein begrenztes Gebiet, das das globale Optimum nicht enthalten muß. Das Fitness-Scaling hat weiters das Ziel, gegen Ende der Optimierung, wenn bereits viele Individuen eine annähernd gleich gute Fitness aufweisen, die Konvergenz dadurch zu verstärken, daß nun die Abstände der Gütewerte etwas vergrößert werden. Untersuchungen mit verschiedenen Fitness-Scaling-Methoden ergaben keine nennenswerte Unterschiede zwischen den einzelnen Methoden, die im Rahmen dieses Artikels verwendete Art des Fitness-Scalings ist linear. Einzelheiten über das Fitness-scaling sind nachzulesen in (Goldberg, D., 1989, S. 76-79) und (Michalewicz, Z., 1992, S. 62).

3.3 Selektion

Die Selektion bestimmt diejenigen Individuen, die mit ihrem Erbgut eine neue Generation bilden sollen. Ein Individuum wird mit der Wahrscheinlichkeit P_i ausgewählt. Pi berechnet sich nach der Formel

$$P_i = \frac{F_i}{\sum_{k=1}^{N} F_k} .$$

F_i ... skalierte Fitness von Individuum i, N ... Populationsgröße

Die Auswahl erfolgt zufallsgesteuert und kann auf verschiedene Arten realisiert werden. Der von den Autoren implementierte GA arbeitet mit dem expected value model (Goldberg, D., 1989, S.115). Aus der Gruppe der Auserwählten, deren Größe der Populationsgröße entspricht, werden zufallsgesteuert solche bestimmt, auf die Crossover (siehe 3.4) angewendet wird. Die Wahrscheinlichkeit dafür wird als Crossoverwahrscheinlichkeit bezeichnet und ist zu Beginn der Optimierung als Verfahrensparameter einzustellen. Auf alle Individuen wird anschließend mit einer ebenfalls als Verfahrensparameter einzustellenden Mutationswahrscheinlichkeit Mutation (siehe 3.5) angewendet.

3.4 Crossover

Das Crossover modelliert die in der Natur auftretenden Vorgänge zur Bildung der Kinderchromosomen, wo die Elternchromosomen an mehreren Stellen brechen, und sich die Bruchstücke neu kombinieren. Bei der Beschreibung des Crossover-Operators muß man die Art der Parameterdarstellung berücksichtigen. Das klassische Crossover für binärcodierte Parameterstrings muß bei Anwendung auf float-Parametervektoren etwas erweitert werden. Zunächst soll der klassische Crossoveroperator beschrieben werden (siehe Abb. 3.1).
Zu Beginn des Crossover wird zufallsgesteuert die Stelle k bestimmt, die zwischen dem Ende des 1-ten und dem Anfang des letzten (l-ten) Bit liegt, an der die Elternchromosomenstrings durchgeschnitten werden. Anschließend werden die hinteren Enden miteinander vertauscht, um zwei neue Kinderindividuen zu bilden. Man sieht, daß der Crossoveroperator die Aufgabe hat, die codiert aneinandergereihten Optimierungsparameter der Eltern in den Kindern neu zu kombinieren, wobei an der Bruchstelle ein neuer Wert eines Parameters entstehen kann.

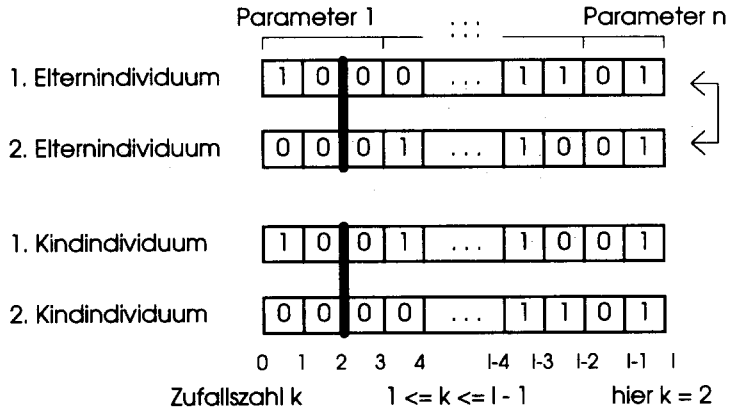


Abb. 3.1 Ablauf des klassischen Crossover bei binär codiertem Chromosomenstring

Die Anwendung des klassischen Crossover auf die float-Parametervektoren zeigt Abb. 3.2. Hier werden die Elternparametervektoren an der zufälligen Stelle k aufgetrennt und die hinteren Teile miteinander vertauscht. Dies bewirkt eine Neukombination der Elternparameter, aber es können keine neuen Parameterwerte entstehen. Deshalb führt man den zusätzlichen Operator des arithmetischen Crossover ein.

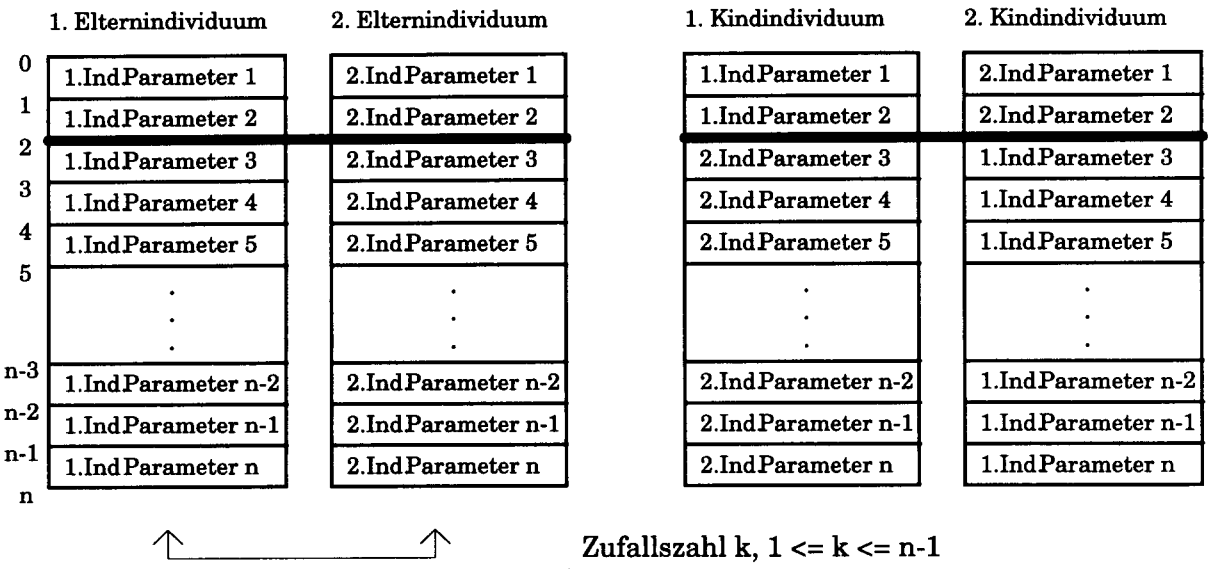


Abb 3.2 Ablauf des Klassischen Crossover bei float-Parametervektoren

Beim arithmetischen Crossover wird der zufällig ausgewählte k-te Parameter bei beiden Eltern durch die Linearkombinationen der ursprünglichen Parameterwerte ersetzt. Der neue k-te Parameter beim 1-ten Kind hat den Wert

$$P_{1k,\,Kind} = (1-g)\,P_{1k,\,Elter} + g\,P_{2k,\,Elter},$$

der des 2. Kindes

$$P_{2k,\,Kind} = g\,P_{1k,\,Elter} + (1-g)\,P_{2k,\,Elter},$$

wobei P_{ij} zur besseren Lesbarkeit der Formel anstelle von *i*.Ind. Parameter *j* eingeführt wurde. Der hierbei auftretende Faktor $g \in [0.0, 1.0]$ ist als Verfahrensparameter vor Optimierungsbeginn festzulegen. Als weitere Verfahrenskonstante ist die Aufteilung zwischen klassischem und arithmetischem Crossover anzugeben.

3.5 Mutation

Bei der Mutation muß man ebenfalls auf die Art der Parameterdarstellung eingehen. Die klassische Mutation für binär codierte Chromosomenstrings wird mit einer voreingestellten Mutationswahrscheinlichkeit auf die einzelnen Stellen des Strings angewendet und bewirkt ein Wechseln dieser Bitstelle von 0 auf 1 und umgekehrt. Die Wahrscheinlichkeit für Mutation wird, entsprechend dem Auftreten der Mutation in der Natur, sehr klein festgelegt, in (Goldberg, D., 1989, S.14) wird ein Wert von 0.001 vorgeschlagen.
Mutation bewirkt eine rein zufallsgesteuerte Suche und wirkt somit konvergenzvermindernd, da man damit verhindern kann, daß sich der Algorithmus zu rasch in einem Gebiet zusammenzieht.
Größere Bedeutung für den Ablauf des GA kann man der Mutation verleihen, wenn man sie nicht auf jede Bitstelle mit konstanter Wahrscheinlichkeit wirken läßt (uniform mutation), sondern mit Fortschreiten der Optimierungszeit die Mutationswahrscheinlichkeiten höherwertiger Bitstellen der Optimierungsparameter immer kleiner werden läßt (non-uniform mutation), wodurch das Ausmaß der durch Mutation hervorgerufenen Parameteränderungen im Laufe der Optimierung immer mehr verringert wird. Dieses Vorgehen wurde in (Michalewicz, Z., 1992, S. 79-81) vorgeschlagen und bewirkt, daß das fine-local-tuning Verhalten, das heißt das Annähern an das Minimum, beim GA gegen Ende der Optimierung verbessert wird.
Für den Float-GA entspricht der Mutationsoperator prinzipiell dem des Binär-GA. Die Mutation wird hier mit ihrer vorgegebenen Wahrscheinlichkeit auf die einzelnen float-Parameter in den Vektoren angewendet, wobei bei uniform mutation der Parameterwert durch einen Zufallswert innerhalb der Parametergrenzen ersetzt wird, bei non-uniform mutation wird zum Parameterwert ein Zufallswert addiert oder von ihm subtrahiert, daß ein neuer Wert innerhalb der Parametergrenzen entsteht. Die Größe dieser Zufallswerte nimmt mit fortschreitender Optimierungszeit, das heißt mit wachsender Anzahl von Generationen ab.

3.6 Elitist Model

Es besteht die Möglichkeit, das jeweils beste Individuum jeder Generation unverändert in die nächste zu übernehmen (Goldberg, D., 1989, S. 115). Man erreicht damit, daß der Optimierungsfortschritt deutlicher hervortritt und eine etwas stärkere Optimierungskonvergenz, weil in jeder Generation das bis dahin beste aufgetretene Individuum enthalten ist. Wegen dieser schnelleren Konvergenz ist die Anwendung dieses Operators umstritten.
Unsere Untersuchungen an Beispielen zeigten, daß eine zufällige Mutation an ungünstiger Stelle gegen Ende der Optimierung das beste Individuum in einen Bereich schlechter Güte bringen kann. Durch das Elitist Model kann dies verhindert werden, die Autoren verwenden daher für ihre Optimierungsaufgaben dieses Modell.

3.7 Nischen - Fitness

Dieser Operator wurde in (Goldberg, D., 1989, S. 191-195) vorgeschlagen und soll vorzeitige Konvergenz aller Individuen zu einem einzigen Optimum, das nicht das globale Optimum sein muß, verhindern. Der Nischenbildungsoperator ermöglicht weiters das Auffinden mehrerer lokaler Optima. Er modelliert den natürlichen Ablauf der Populationsentwicklung in einem Gebiet, das beschränkte Resourcen aufweist. Stellt man sich ein Gebiet vor, in dem sehr gute Lebensbedingungen für eine Art herrschen, so wird die Population dieser Art in diesem Bereich solange anwachsen, wie genügend Resourcen für alle vorhanden sind. Ist die Zahl der Individuen zu groß, verschlechtern sich die Lebensbedingungen für das einzelne, und es wird eine Abwanderung in Gebiete einsetzen, in denen weniger Konkurrenz herrscht. Dadurch stellt sich ein Gleichgewicht zwischen Besiedelungsgrad und Güte eines Gebietes ein.
Im GA ist ein solches Gebiet mit guten Bedingungen vergleichbar mit dem Bereich eines Optimums. Je mehr Einzelindividuen sich in der Nähe dieses Optimums befinden, desto schlechter werden die Bedingungen für das einzelne, dessen Fitness dadurch abnimmt. Man beurteilt also die Individuen nicht mehr nach ihrer Fitness f, sondern berechnet einen neuen Nischen-Fitnesswert zu

$$f_n = f \sum_i s(d_i) \ ,$$

wobei d_i den Abstand des zu bewertenden Individuums zum i-ten Individuum darstellt und

$$s(d_i) = \begin{cases} 1 - \dfrac{d_i}{d_{\max}} & \text{für} \quad d_i < d_{\max} \\ 0 & \text{für} \quad d_i \geq d_{\max} \end{cases} .$$

Der voreinzustellende Parameter d_{max} gibt den maximalen Abstand an, den die Individuen zueinander für gegenseitige Beeinflussung aufweisen dürfen.
Dieser Operator kann optional abgeschaltet werden und sollte nur angewendet werden, um vorzeitige Konvergenz zu einem lokalen Optimum zu verhindern, weil vor allem für größere Populationen die Optimierungszeit mit Nischen-Fitness aufgrund der Abstandsberechnung stark anwächst. Eine weitere Motivation für diesen Operator besteht darin, mit dem GA verschiedene Bereiche guter Fitness zu finden, um ausgehend von diesen Bereichen mit lokalen Optimierungsverfahren mehrere optimale bzw. suboptimale Lösungen zu finden. Der Nischen-Fitness-Operator ist in unserem Ablaufschema in Abb. 1.1 vor dem fitness-scaling einzuordnen.

3.8 Abbruchkriterium

Der Wunsch nach einem allgemeingültigen, absoluten Abbruchkriterium mit einer sicheren Abschätzung des bei weiterer Optimierung noch zu erreichendem Gütegewinns bleibt bei den GA unerfüllt, da die Optimierung vom Zufall erheblich mitbeeinflußt wird.
Der einzige Fall, der einen eindeutigen Abbruchgrund darstellt, ist, daß sich alle Individuen in einem sehr kleinen Gebiet nahezu identischer Güte befinden, der GA also zu einem Punkt konvergiert ist, das heißt, der Algorithmus ist eingeschlafen. Je früher dieser Fall eintritt, desto größer ist die Gefahr, sich nicht im globalen Optimum zu befinden. Diese Gefahr kann wie bereits erwähnt durch Fitness-Scaling, Mutation und Nischen-Fitness vermindert werden.
Bei Verwendung der non-uniform Operatoren empfielt es sich, als Abbruchbedingung das Überschreiten einer maximalen Anzahl an Generationen vorzugeben. Der Wert einer ausreichenden Anzahl an Generationen läßt sich durch einige Testlaufserien mit unterschiedlichen

Abbruchzeitpunkten so festlegen, daß man den noch zu erwartenden Gütegewinn gegen die dafür durchschnittlich zusätzlich aufzuwendende Zeit abwägt.
Zur weiteren Verbesserung des Optimierungsergebnisses hat es sich als vorteilhaft erwiesen, den besten erreichten Suchpunkt als Ausgangspunkt einer lokale Optimierung heranzuziehen.

4 Optimierungsbeispiele

Zunächst werden zwei 2-dimensionale Optimierungsprobleme vorgestellt, wobei typische erzielte Ergebnisse für Binär-GA und Float-GA anhand der Populationsentwicklung und des Verlaufs charakteristischer Gütewerte wie maximaler (max), durchschnittlicher (avg) bzw. minimaler (min) Gütewert einer Generation, die ein Maß für das Konvergenzverhalten des GA darstellen, gezeigt werden. Weiters wird eine 4-dimensionale Funktion vorgestellt, bei der der GA erst für eine große Anzahl von Optimierungsstufen einen Punkt in der Nähe des globalen Optimums findet. Bei allen Beispielen wurden für jede Verfahrensparametereinstellung je 10 Optimierungen mit unterschiedlichen Initialisierungen des Zufallszahlengenerators durchgeführt, um durchschnittliche Gütewertentwicklungen (gemittelt über alle 10 Optimierungsversuche) für jede Einstellung ermitteln zu können.

Die zu den einzelnen Beispielen angegebenen Verfahrensparameter haben folgende Bedeutung:

Art der Parameterdarstellung:	float	Codierungsart binär -float
Art des fitnessscaling:	linear	
Anzahl der Individuen:	30	Populationsgröße
Anzahl der besten Überlebenden:	1	Elitist Model
Nischenbildung Gebietsgröße:	0	Nischen-Fitness-Parameter d_{max}
Maximale Stufenanzahl:	300	Abbruchbedingung maximale Anzahl an Generationen
Mutationsrate float uniform mutation:	0.07	Mutationswahrscheinlichkeiten (siehe 3.3 und 3.5)
Mutationsrate float non-uniform mutation:	0.3	
Crossoverrate:	0.9	Crossoverwahrscheinlichkeit (siehe 3.3 und 3.4)
crossoverratio:	4:1	Verhältnis klassisch/arithmetisches Crossover
Einstellfaktor für arithmetical crossover:	0.05	Faktor g für arithmetisches Crossover (siehe 3.4)

4.1 Problem 1

Die zu minimierende Funktion lautet:

$$f(x, y) = 21.5 + x \sin(2\pi x) + y \sin(4\pi y),$$

wobei für das globale Optimum im Parameterbereich $0 \le x \le 4$, $3.5 \le y \le 5$ gilt:

$$f_{\min}(3.75685, 4.87643) = 12.8707 .$$

In Abb. 4.1 ist die Funktion innerhalb der vorgegebenen Parametergrenzen grafisch dargestellt. Abb. 4.2 zeigt die Population bei Optimierungsstufe 0 für vorgegebene, konstante Initialisierung des Zufallszahlengenerators. In Abb. 4.3 sind die für die angegebene Float-GA Verfahrensparametereinstellung erhaltenen Optimierungsergebnisse veranschaulicht und zwar die minimalen, durchschnittlichen und maximalen abhängig von der Optimierungsstufe sowie die Verteilung der Population bei den Optimierungsstufen 30 und 300, wobei die Lage jedes Individuums durch einen * in einer Draufsicht auf die Parameterebene mit Höhenschichtlinien ge-

kennzeichnet ist. Man erkennt, daß bei der Abbruchstufe 300 fast alle Individuen der Population nahe dem globalen Minimum liegen.

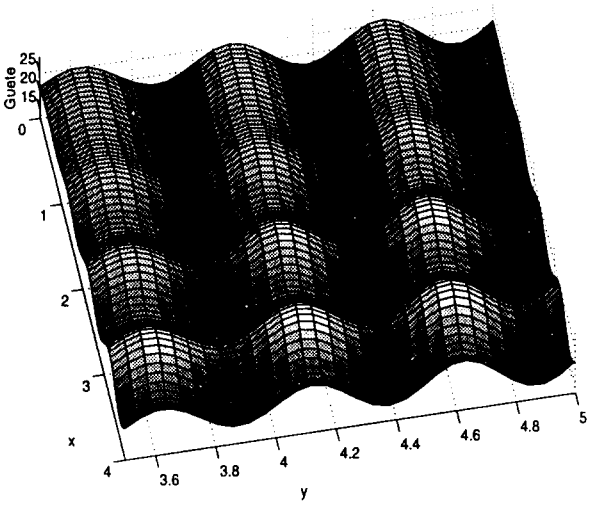


Abb. 4.1 Fitness Landscape von Problem 1

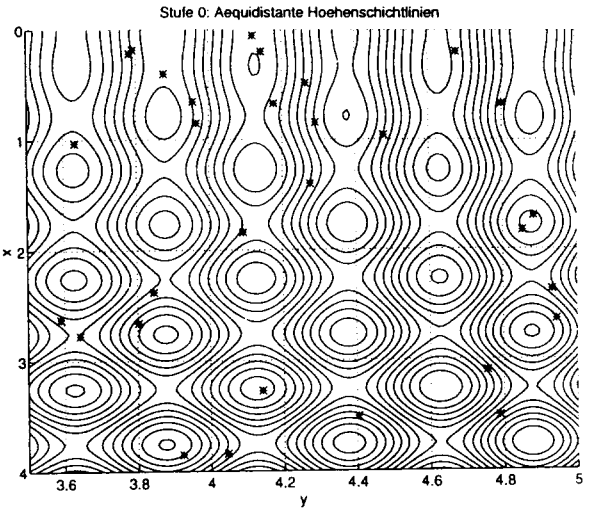
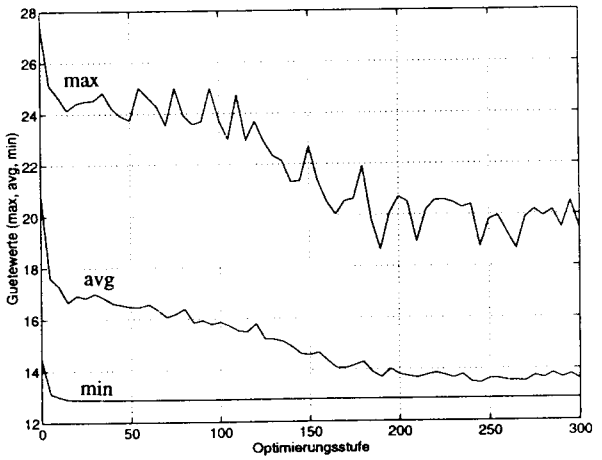
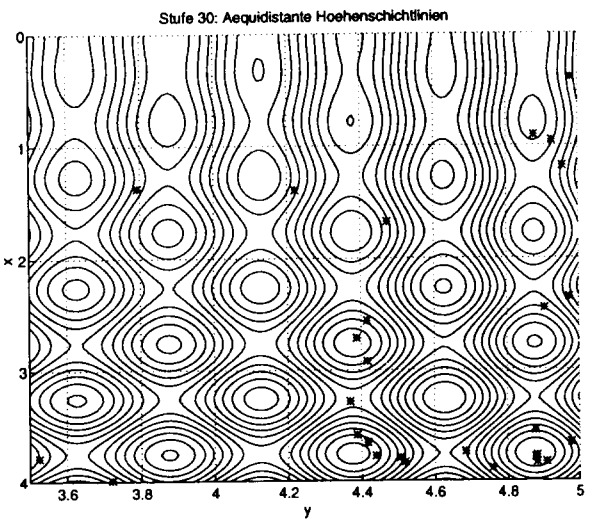


Abb. 4.2 Startpopulation für Optimierungen

Art der Parameterdarstellung:	float
Art des fitnessscaling:	linear
Anzahl der Individuen:	30
Anzahl der besten Überlebenden:	1
Nischenbildung Gebietsgröße:	0
Maximale Stufenanzahl:	300
Mutationsrate float uniform mutation:	0.07
Mutationsrate float non-uniform mutation:	0.3
Crossoverrate:	0.9
crossoverratio:	4:1
Einstellfaktor für arithmetical crossover:	0.05





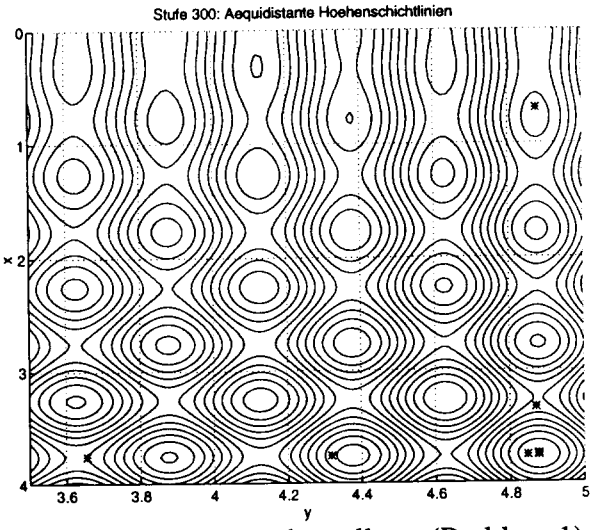


Abb. 4.3 Populations- und Gütewerteentwicklung für float-Parameterdarstellung (Problem 1)

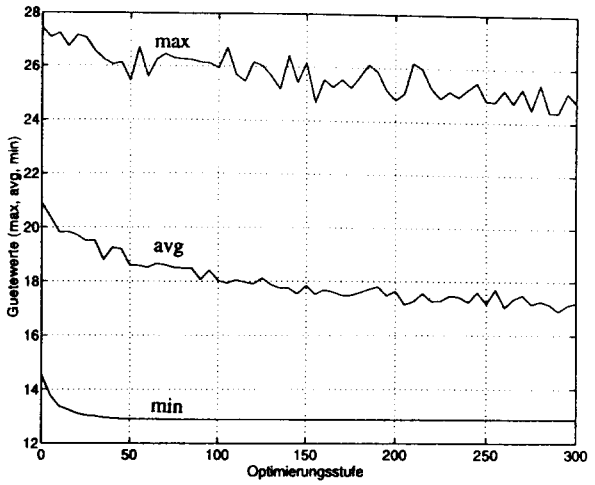
Art der Parameterdarstellung: binärcodiert
Art des fitnessscaling: linear

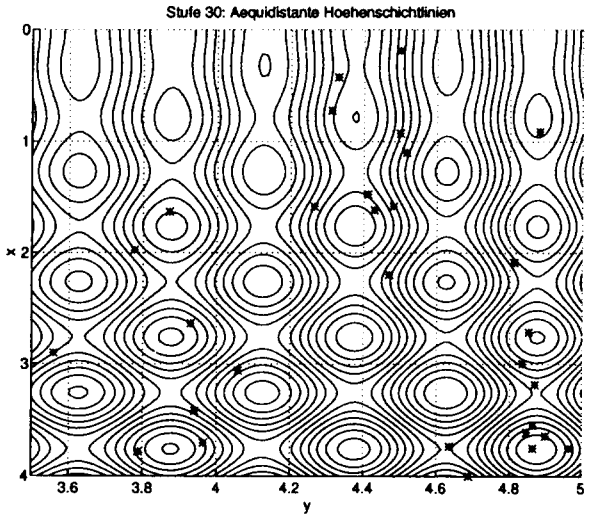
Anzahl der Individuen: 30
Anzahl der besten Überlebenden: 1

Nischenbildung Gebietsgröße: 0
Maximale Stufenanzahl: 300

Mutationsrate binaer uniform mutation: 0.07
Mutationsrate binaer non-uniform mutation: 0.3

Crossoverrate: 0.9





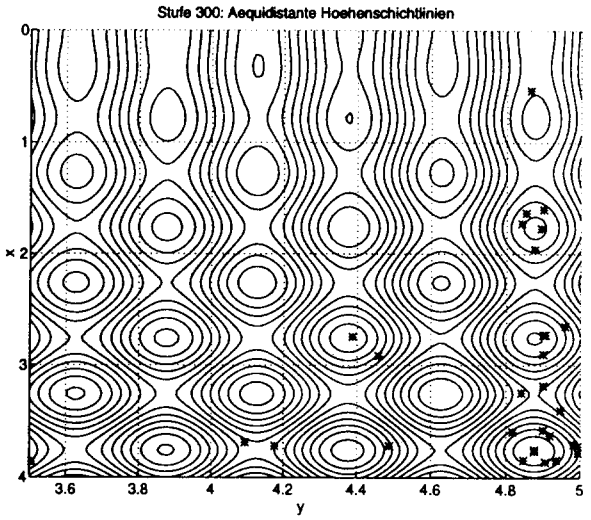


Abb. 4.4 Populations- und Gütewerteentwicklung für binärcodierte Parameterdarstellung

Abb. 4.4 veranschaulicht die Optimierungsergebnisse des Binär-GA mit der angegebenen Parametereinstellung. Aufgrund der Tatsache, daß bedingt durch die Binärcodierung der kontinuierliche Suchraum in eine diskrete Menge von darstellbaren Parameterwerten zerfällt, findet der Binär-GA einen für ihn darstellbaren, optimalen Wert, der nicht dem tatsächlichen Minimum entsprechen muß. Durch Erhöhen der Auflösung, das heißt der Anzahl an Bits, die zur codierten Darstellung der einzelnen Parameter verwendet werden, wird der Abstand zwischen tatsächlichem und darstellbarem Minimum verringert, gleichzeitig aber der Aufwand an Rechenzeit erhöht.
Im Durchschnitt fand der Binär-GA aus Abb. 4.4 das für ihn darstellbare globale Minimum mit Gütewert 12.8753 in Stufe 73 nach 3.6s CPU-Zeit, der Float-GA aus Abb. 4.3 das tatsächliche globale Minimum mit der Güte 12.8707 in Stufe 155 nach 2s CPU-Zeit (die Optimierungsläufe wurden auf einem PC 486DX/50MHz durchgeführt). Das bedeutet, daß der Float-GA das bessere Optimum in einer kürzeren Zeit gefunden, dafür aber mehr Optimierungsstufen und damit mehr Gütefunktionsauswertungen benötigt hat. Der Mehraufwand an Rechenzeit liegt beim Binär-GA in der benötigten Codierung und Decodierung der Parameterwerte, die von der gewählten Auflösung der Parameter abhängig ist.

Im Vergleich mit dem Float-GA konvergiert die Population des Binär-GA in einem wesentlich geringeren Ausmaß zum Ort des globalen Optimums, einige Individuen nähern sich auch lokalen Minima an. Im folgenden sollen die Auswirkungen des Nischenbildungsoperators auf das Konvergenzverhalten von Float-GA und Binär-GA untersucht werden.

Art der Parameterdarstellung:	float
Art des fitnessscaling:	linear
Anzahl der Individuen:	30
Anzahl der besten Überlebenden:	1
Nischenbildung Gebietsgröße:	0.47
Maximale Stufenanzahl:	300
Mutationsrate float uniform mutation:	0.07
Mutationsrate float non-uniform mutation:	0.3
Crossoverrate:	0.8
crossoverratio:	4:1
Einstellfaktor für arithmetical crossover:	0.05

Art der Parameterdarstellung:	binärcodiert
Art des fitnessscaling:	linear
Anzahl der Individuen:	30
Anzahl der besten Überlebenden:	1
Nischenbildung Gebietsgröße:	0.47
Maximale Stufenanzahl:	300
Mutationsrate binaer uniform mutation:	0.07
Mutationsrate binaer non-uniform mutation:	0.3
Crossoverrate:	0.9

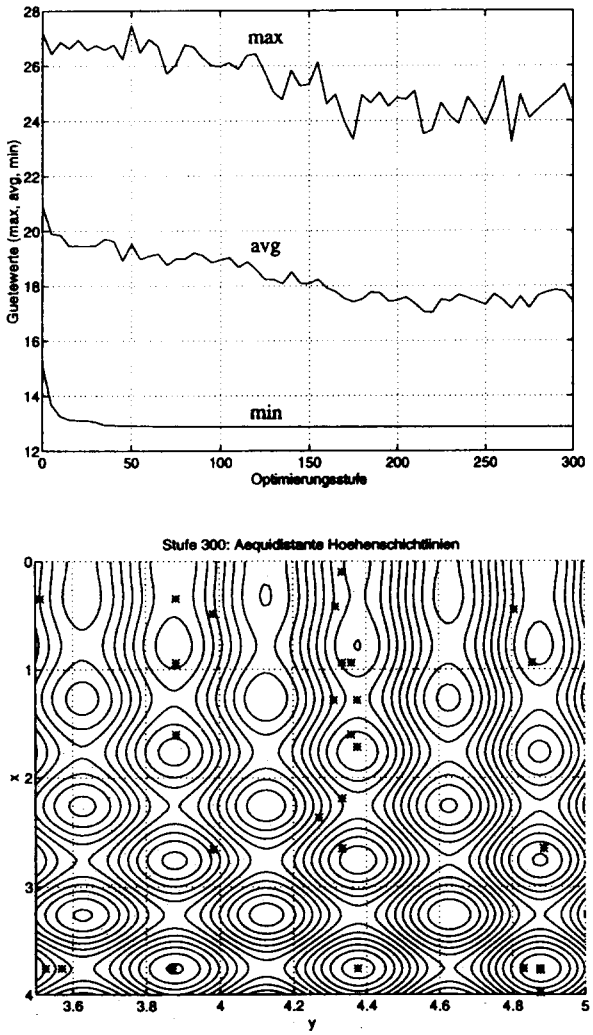


Abb. 4.5 Float-GA mit Nischenbildung

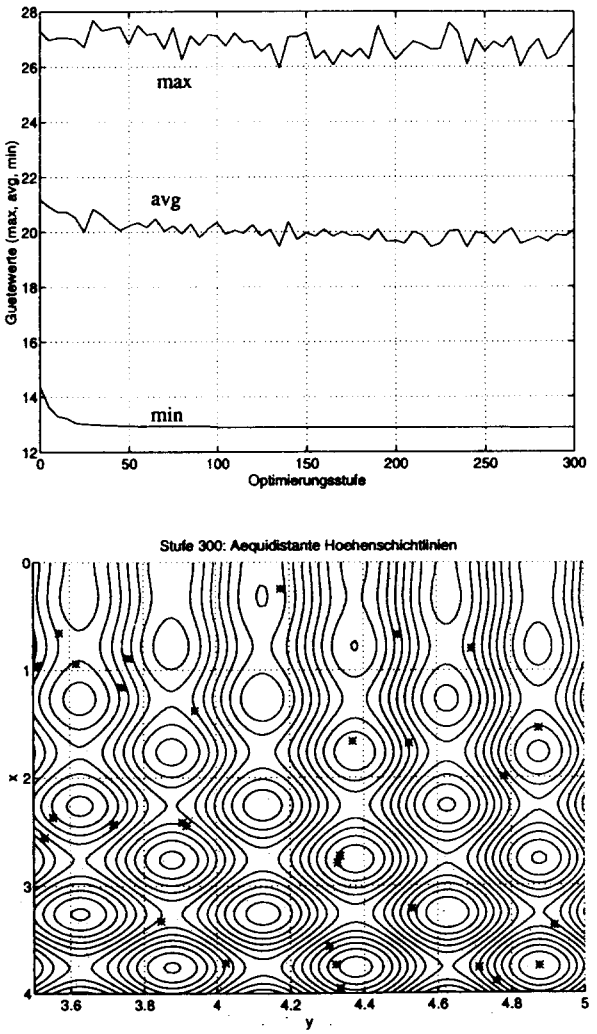


Abb. 4.6 Binär-GA mit Nischenbildung

Abb. 4.5 und 4.6 zeigen die Ergebnisse beider GA Verfahren mit eingeschaltetem Nischenbildungsoperator, das heißt, die Gebietsgröße für gegenseitige Gütebeeinflussung ist ungleich 0. Beim Float-GA konnte durch Anwendung dieses Operators das Konvergieren zu einem Punkt verhindert werden, es kommt zur Ausbildung von Unterpopulationen in der Nähe der lokalen Minima, das globale Optimum wurde aber nur in 3 von 10 Optimierungsläufen exakt gefunden. Beim Binär-GA wurde das Konvergenzverhalten stark herabgesetzt, es wurde zwar in 7 von 10 Optimierungen das darstellbare Optimum exakt gefunden, die Besiedelung von lokalen Minima ist jedoch kaum von einer zufälligen Verteilung zu unterscheiden. Die Kurven der maximalen und durchschnittlichen Gütewertentwicklung zeigen ebenfalls den geringen Optimierungsfortschritt mit steigender Anzahl an Optimierungsstufen.

Art der Parameterdarstellung:	float
Art des fitnessscaling:	linear
Anzahl der Individuen:	30
Anzahl der besten Überlebenden:	1
Nischenbildung Gebietsgröße:	0.47
Maximale Stufenanzahl:	300
Mutationsrate float uniform mutation:	0.0
Mutationsrate float non-uniform mutation:	0.3
Crossoverrate:	0.9
crossoverratio:	4:1
Einstellfaktor für arithmetical crossover:	0.01

Art der Parameterdarstellung:	binärcodiert
Art des fitnessscaling:	linear
Anzahl der Individuen:	30
Anzahl der besten Überlebenden:	1
Nischenbildung Gebietsgröße:	0.47
Maximale Stufenanzahl:	300
Mutationsrate binaer uniform mutation:	0.0
Mutationsrate binaer non-uniform mutation:	0.2
Crossoverrate:	0.6

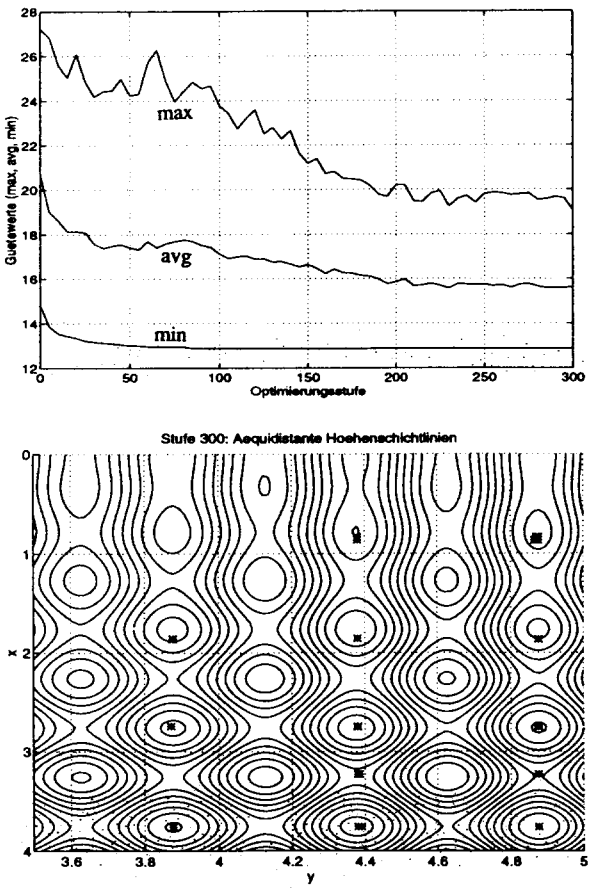


Abb. 4.7 Float-GA mit Nischenbildung

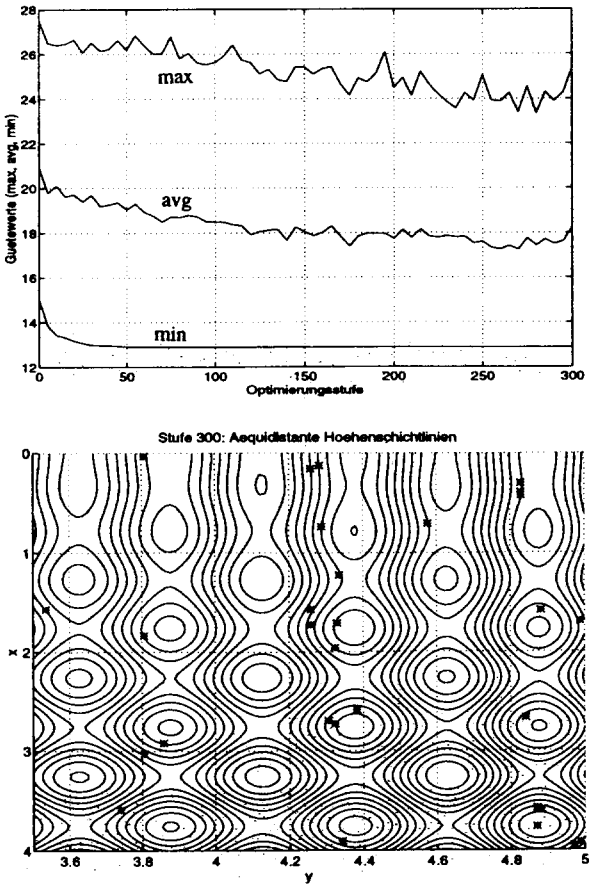


Abb. 4.8 Binär-GA mit Nischenbildung

4.2 Problem 2 (nach Schwefel)

Die zu minimierende Funktion lautet:

$$f(x,y) = 2000 - x\sin(\sqrt{|x|}) - y\sin(\sqrt{|y|})$$

wobei für das globale Optimum im Parameterbereich $-500 \le x \le 500$, $-500 \le y \le 500$ gilt:

$$f_{min}(420.9687, 420.9687) = 1162.03422$$

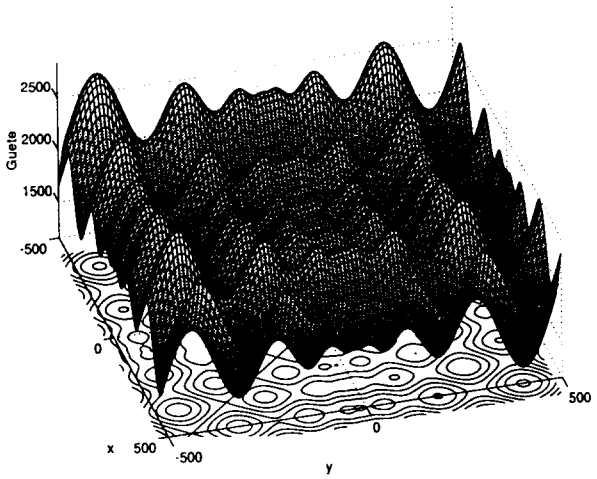


Abb. 4.9 Fitness Landscape von Problem 2

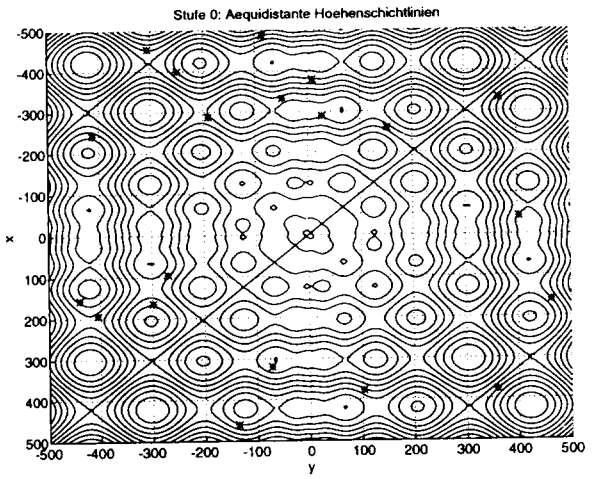
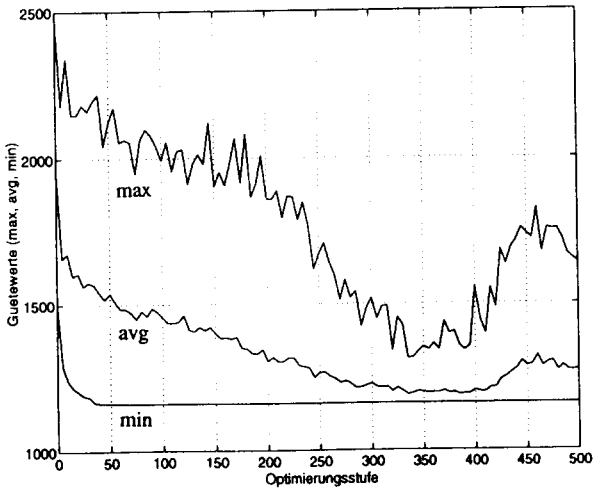
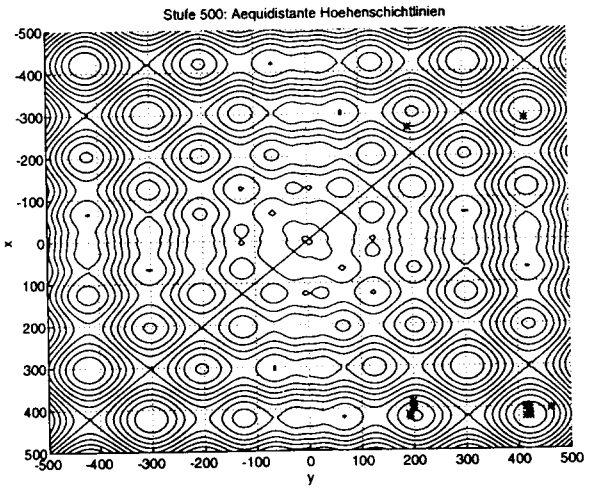


Abb. 4.10 Ausgangspopulation (Problem 2)





Art der Parameterdarstellung:	float
Art des fitnessscaling:	linear
Anzahl der Individuen:	20
Anzahl der besten Überlebenden:	1
Nischenbildung Gebietsgröße:	1
Maximale Stufenanzahl:	500

Mutationsrate float uniform mutation:	0.01
Mutationsrate float non-uniform mutation:	0.3
Crossoverrate :	0.8
crossoverratio:	4:1
Einstellfaktor für arithmetical crossover:	0.99

Abb. 4.11 Float-GA mit Nischenbildung

Die Optimierungen nach Abb. 4.11 erreichten nach 500 Stufen und einer Zeit von 8s CPU-Zeit im Durchschnitt einen minimalen Gütewert von 1160.085. Der Abstand dieses Ergebnisses vom tatsächlichen Minimum kann durch Erhöhung der Anzahl der Optimierungsstufen und durch Verkleinern des Suchraumes auf ein Gebiet in der Nähe des bisher erreichten Optimums verringert werden. Der Nischenbildungsoperator wurde hier eingesetzt, um die Konvergenz der gesamten Population zu einem nichtoptimalen Punkt zu verhindern.
In der Abbildung der Gütewertentwicklungen zeigt sich ein Ansteigen der maximalen und durchschnittlichen Gütewerte ab der 400-ten Generation. Dies wird durch den Nischenbildungs-Operator hervorgerufen, der hier bewirkt, daß sich die bereits sehr nahe beinanderliegenden Individuen auch in anderen, nicht so dicht besiedelten, lokal optimalen Gebieten ansiedeln. Dadurch wird die Konvergenz der Population zu einem Punkt, der in diesem Beispiel zwar dem globale Optimum entspricht, aber nicht entsprechen muß, verhindert, und damit ein Fortsetzen der Optimierung ermöglicht.

4.3 Problem 3 (nach Kowalik (1967))

Die zu minimierende Funktion lautet:

$$f(x_1, x_2, x_3, x_4) = 1000 \sum_{i=0}^{10} (a_i - x_1 \frac{b_i^2 + b_i x_2}{b_i^2 + b_i x_3 + x_4})$$

mit a_i = (0.1957 0.1947 0.1735 0.1600 0.0844 0.0627 0.0456 0.0342 0.0323 0.0235 0.0246)
b_i = (4 2 1 1/2 1/4 1/6 1/8 1/10 1/12 1/14 1/16)

wobei für das globale Optimum im Parameterbereich
$0 \le x_1 \le 6, \quad 0 \le x_2 \le 6, \quad 0 \le x_3 \le 6, \quad 0 \le x_4 \le 6$ gilt:

$$f_{min}(0.1928, 0.1908, 0.1231, 0.1358) = 0.3075$$

Art der Parameterdarstellung:	float	
Art des fitnessscaling:	linear	
Anzahl der Individuen:		100
Anzahl der besten Überlebenden:		1
Nischenbildung Gebietsgröße:	0	
Maximale Stufenanzahl:	50000	
Mutationsrate float uniform mutation:		0.01
Mutationsrate float non-uniform mutation:		0.30
Crossoverrate:		0.8
crossoverratio::		4:1
Einstellfaktor für arithmetical crossover:		0.01

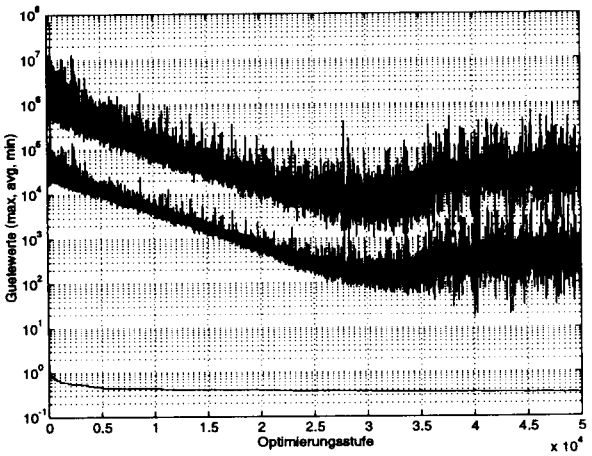


Abb 4.12 Float-GA Ergebnisse von Problem 3

Art der Parameterdarstellung: binärcodiert
Art des fitnessscaling: linear

Anzahl der Individuen: 100
Anzahl der besten Überlebenden: 1

Nischenbildung Gebietsgröße: 0
Maximale Stufenanzahl: 50000

Mutationsrate binaer uniform mutation: 0.01
Mutationsrate binaer non-uniform mutation: 0.1

Crossoverrate: 0.9

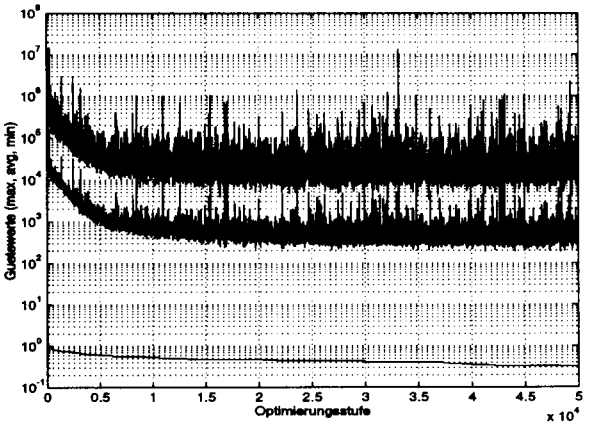


Abb. 4.13 Binär-GA Ergebnisse von Problem 3

Bei diesem Beispiel benötigte der GA einen großen Aufwand (etwa 50000 Optimierungsstufen) um sich in den Testläufen mit ausreichender Sicherheit dem globalen Optimum auf eine Nachkommastelle genau anzunähern (siehe Abb. 4.12 und 4.13).
Zahlreiche Testreihen mit verschiedenen Verfahrensparametereinstellungen brachten keine wesentlich verbesserte Konvergenz zum globalen Minimum. Dieses Optimierungsproblem mit einem globalen Minimum, das in einem langen, schmalen Tal liegt, hat Eigenschaften, die beim GA ein sehr langsames Annähern der Population an das Optimum bewirken. Der Grund dürfte darin liegen, daß Veränderungen an mehreren Parametern auftreten müssen, um zu einem besseren Punkt zu gelangen, wenn das Tal nicht entlang einer Parameterachse ausgerichtet ist. Eine mögliche Verbesserung könnte die Verwendung von multi-point-crossover bringen (De Jong, K. A., 1975) und ist Gegenstand weiterer Untersuchungen.

5 Zusammenfassung und Ausblick

Ziel der Entwicklung dieses GA war es, ein Instrument zu schaffen, das die in der regelungstechnischen Praxis auftretenden Optimierungsprobleme einer zufriedenstellenden Lösung zuführt. Zufriedenstellend bedeutet, daß das Verfahren als Ergebnis einen Parametervektor liefert, der einen Gütewert aufweist, der der global optimalen Güte auf einige Prozent genau entspricht. Beim Testen des GA hat sich gezeigt, daß dieses Verfahren bei Optimierungsproblemen mit zahlreichen lokalen Optima zufriedenstellende Ergebnisse liefert, jedoch für Probleme mit nur einem Optimum, das in einem sehr schmalen, flachen Tal liegt, einen großen Optimierungsaufwand benötigt, um sich dem optimalen Punkt zu nähern.
Der Vergleich von GA, die zur Parameterdarstellung binärcodierte Parameterstrings und Parametervektoren mit Fließkommazahlen verwenden, zeigte, daß der Float-GA im Optimierungsverlauf ein stärkeres Konvergenzverhalten der Population zu einem Gebiet hin aufweist als der Binär-GA, was bei manchen Problemen und Verfahrensparametereinstellungen zum unerwünschten Einschlafen des Algorithmus führt. Dieses Zusammenziehen der Population zu einem einzigen Punkt kann durch Ändern der Verfahrensparametereinstellungen, wie der Erhöhung der Mutationswahrscheinlichkeit, der Crossoverwahrscheinlichkeit und der Anzahl der Individuen und durch Einsetzen des Nischenbildungsoperators verhindert werden. Bei

der Nischenbildung ist zu beachten, daß die zur Berechnung aufzuwendende Zeit quadratisch mit der Anzahl der Individuen ansteigt.
Der Float-GA benötigt für die Berechnung einer Optimierungsstufe weniger Zeit als der Binär-GA und kann sich dem globalen Optimum prinzipiell beliebig annähern. Der Binär-GA arbeitet in einem diskreten Parameterraum, der das Optimum zumeist nicht exakt enthält. Um die Differenz zwischen wirklichem und darstellbarem Minimum zu verringern, muß man die Anzahl der Bitstellen, die zur Darstellung der einzelnen Optimierungsparameter zur Verfügung gestellt werden, vergrößern, womit sich die Rechenzeit pro Optimierungsstufe erhöht. Dieses Problem läßt sich aber meist durch eine im vom GA optimalen Punkt gestartete lokale Optimierung umgehen.
Der hier vorgestellte GA wird von den Autoren zur Optimierung von Neuralen Netzen (siehe dazu (Pimperl, E., 1993)) und Fuzzy-Reglern, die mit verschiedenen Gütekriterien beurteilt werden, herangezogen, und soll in seiner Tauglichkeit für Anwendung auf solche Probleme weiter verbessert werden.

6 Literaturverzeichnis

Davis, L., Steenstrup, M. (1987), Genetic algorithms and simulated annealing, Pitman, Morgan Kaufman

De Jong, K. A. (1975), An analysis of the behavior of a class of genetic adaptive systems, PhD. thesis, University of Michigan

Goldberg David E. (1989), Genetic Algorithms in Search, Optimization and Machine Learning, Addison-Wesley

Holland, J. H. (1992), Adaption in natural and arificial systems, MIT Press

Michalewicz Zbigniew (1992), Genetic Algorithms + Data Structures = Evolution Programs, Springer Verlag

Pimperl Erich (1993), Neuronale Netze und Genetische Algorithmen in der Regelungstechnik, Diplomarbeit, ausgeführt am Institut für Elektrische Regelungstechnik der TU-Wien

Schöneburg Eberhard, Heinzmann Frank, Feddersen Sven (1994), Genetische Algorithmen und Evolutionsstrategien, Addison-Wesley

Schwefel, Hans-Paul (1977), Numerische Optimierung von Computer-Modellen mittels der Evolutionsstrategie, Birkhäuser

Ermittlung der Schaltbedingung mittels Zypkin-Charakteristik bei linearen Regelstrecken mit nicht differenzierbarer oder unstetiger Sprungantwort

Andreas Raschke

Eingelangt am 25. Juli 1994

Abstract

Tsypkin introduced hodographs for the analysis of relay systems via switching conditions. However calculations cannot be found in a closed form for systems with the same degree of the denominator and the numerator polynomial, or with a difference of one between both degrees. Mathematical difficulties occur, when the hodographs should be calculated via Fourier series of square-wave input signals, because the series do not converge. A generalized formula for all kinds of realizable transfer functions for Tsypkin's hodograph is given.

1 Einführung

Das Verfahren von Zypkin *(Zypkin, Ja.S., 1958; Tsypkin, Ya.Z., 1984)* dient zur Ermittlung der Grenzzyklusfrequenz für den in Abb. 1 dargestellten Regelkreis. Es beruht in seiner einfachsten Form auf der Annahme eines stationären symmetrischen Grenzzyklus für einen Sollwert von $y_r \equiv 0$. Zypkin stellt dazu eine komplexe Funktion

$$I(\omega) = \frac{1}{\omega}\dot{e}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) + \mathrm{j}e\left(\frac{\pi}{\omega}\right) \tag{1}$$

auf, die als Charakteristik des Relaissystems oder in ihrer graphischen Darstellung auch als Hodograph bezeichnet wird. Man geht davon aus, daß bei aufgetrenntem Regelkreis seit unendlich langer Zeit ein harmonisches Signal $e(t)$ angelegt ist. Nun wird die daraus resultierende Ausgangsgröße $y(t)$, bzw. ihre Ableitung jeweils zum Zeitpunkt $\frac{\pi}{\omega}$, das heißt in der Mitte der Periodendauer, betrachtet. Wird der Regelkreis als geschlossen angenommen, ist es für die Existenz eines stabilen Grenzzyklus notwendig, daß genau zu diesem Zeitpunkt die Bedingungen für ein Umschalten des Zweipunktelements,

$$\begin{aligned} y\left(\frac{\pi}{\omega}\right) &= \kappa_0 \\ \dot{y}\left(\frac{\pi}{\omega}\right) &> 0\,, \end{aligned} \tag{2}$$

die als Schaltbedingung und Schaltrichtungsbedingung bezeichnet werden, erfüllt sind. Mit Hilfe der eingeführten Charakteristik lassen sich diese Bedingungen in der Form

$$\operatorname{Im} I(\omega_0) = -\kappa_0 \qquad \operatorname{Re} I(\omega_0) < 0 \tag{3}$$

anschreiben. Die Frequenz ω_0 des Grenzzyklus kann daraus mit einigem Aufwand analytisch, im allgemeinen aber mit ausreichender Genauigkeit relativ einfach graphisch oder numerisch ermittelt werden.

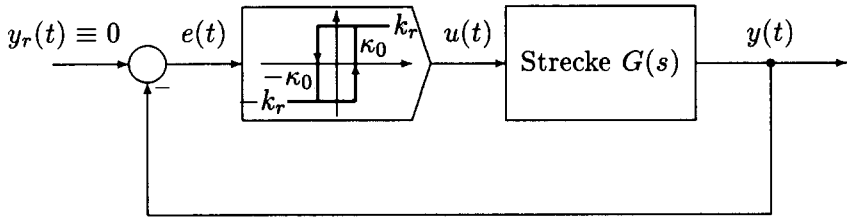


Abbildung 1: Grundschaltung: Zweipunktregler mit Hysterese mit linearer Regelstrecke

Da die Stellgröße $u(t)$ als Ausgang eines schaltenden Zweipunktreglers nur die beiden Amplituden $\pm k_r$ annehmen kann, ergibt sich ein periodisches Rechtecksignal. Davon ausgehend gibt es nach Zypkin mehrere Ansätze, um die Charakteristik des Relaissystems zu berechnen. Das Ausgangssignal $y(t)$ kann im Zeitbereich als Summe theoretisch unendlich vieler Sprungantworten

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1}{s}G(s)\right\} \tag{4}$$

berechnet werden. Ein weiterer Ansatz besteht darin, die Übertragungsfunktion $G(s)$ mit Hilfe der Partialbruchzerlegung in eine Summe einfachster Grundeinheiten zu zerlegen, deren Systemantwort auf ein periodisches Rechtecksignal bekannt ist und daraus wieder die Amplitude des Zeitsignals zu den Umschaltzeitpunkten zu ermitteln. Ebenso ist es möglich mit Hilfe der Fourierzerlegung und der harmonischen Wechselstromrechnung die Regelgröße $y(t)$ über den Frequenzbereich durch Reihenentwicklung zu bestimmen. Im folgenden soll nur diese letzte Variante betrachtet werden.

2 Problemstellung und Festlegungen

Im weiteren werden Strecken behandelt, deren Sprungantwort $h(t)$ oder Gewichtsfunktion $g(t) = \dot{h}(t)$ zum Zeitpunkt $t = 0^+$ ungleich null sind, was gleichbedeutend mit einer Differenz von eins oder null zwischen Zähler- und Nennergrad der Übertragungsfunktion $G(s)$ ist. Genaugenommen tritt dieser Fall in der Praxis nicht auf, da stets Totzeiten oder Verzögerungen wirksam sind, sowohl bei den Strecken, die nicht ideal sprungfähig sein können, als auch bei den Zweipunktelementen. Sind diese Zeitkonstanten jedoch sehr klein gegenüber der maßgeblichen Systemdynamik, können sie vernachlässigt werden. Eine weitere wichtige Annahme besteht darin, daß die Strecke $G(s)$ als eigenstabil oder grenzstabil, d.h. mit Eigenwerten nur in der linken abgeschlossenen Halbebene, vorausgesetzt wird.

Bei der Entwicklung der entsprechenden Reihen im Frequenzbereich tauchen folgende Probleme auf, wenn man das Verfahren in seiner einfachsten Form anwenden will:

- Wegen der Unstetigkeit zu den Schaltzeitpunkten muß zwischen den rechts- und linksseitigen Grenzwerten ($y^-(t_s)$ und $y^+(t_s)$) unterschieden werden.
- Die Konvergenz der Reihen muß nicht gewährleistet sein.
- Bei der Fourierreihe ist die punktweise Konvergenz prinzipiell nur bei stetigen Funktionen gegeben.

Zum ersten Punkt hat Zypkin in *(Tsypkin, Ya.Z., 1984)* gegenüber *(Zypkin, Ja.S., 1958)* festgelegt, daß die Charakteristik des Relaissystems die Werte des linksseitigen Grenzwertes, also vor dem Umschalten des Zweipunktglieds, darstellen soll. Weiters wird definiert, daß die Umschaltung des Zweipunktelements zum Zeitpunkt $\frac{\pi}{\omega}$ vom positiven zum negativen Wert erfolgt. Die Behandlung bestimmt divergenter Reihen im Frequenzbereich sowie unstetiger Funktionen wird im folgenden Abschnitt dargestellt.

3 Darstellung der Charakteristik des Relaissystems aus dem Frequenzbereich

Ausgehend von der Fourierreihendarstellung des Rechtecksignals

$$u(t) = \frac{4k_r}{\pi} \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n\omega t \tag{5}$$

kann unter Voraussetzung der Existenz des Grenzzyklus die Ausgangsgröße $y(t)$ mit Hilfe der Superposition der in Amplitude und Phase veränderten Sinusschwingungen dargestellt werden. Mit Hilfe der Zerlegung

$$G(\mathrm{j}\omega) = U(\omega) + \mathrm{j}V(\omega) \tag{6}$$

kann unter Verwendung der Gleichung (1) die Charakteristik folgendermaßen angeschrieben werden:

$$I(\omega) = \frac{4k_r}{\pi} \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} U(n\omega) + \mathrm{j}\frac{1}{n}V(n\omega)\,. \tag{7}$$

Diese Darstellung ist in Lehrbüchern üblich *(Weinmann, A., 1988)*; sie gilt jedoch nur für Systeme mit stetiger Gewichtsfunktion.

Sollen durch eine Fourierreihe unstetige Funktionen dargestellt werden, ergibt sich, wie aus der mathematischen Literatur bekannt *(Dirschmid, H.J., 1987, S. 434f)*, der Mittelwert aus dem rechts- und linksseitigen Grenzwert als Resultat der unendlichen Reihe. Es muß daher, entsprechend den angegebenen Voraussetzungen, bei unstetiger Gewichtsfunktion

$$\frac{1}{2}\left(\dot{y}^-\left(\frac{\pi}{\omega}\right) - \dot{y}^+\left(\frac{\pi}{\omega}\right)\right) = k_r g(0^+) \tag{8}$$

zur Reihensumme für $\dot{y}(\frac{\pi}{\omega})$ addiert werden. Man erhält in diesem Fall, wie in *(Tsypkin, Ya.Z., 1984)* angegeben, den allgemeineren Ansatz

$$I(\omega) = -\frac{k_r g(0^+)}{\omega} + \frac{4k_r}{\pi} \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} U(n\omega) + \mathrm{j}\frac{1}{n}V(n\omega)\,. \tag{9}$$

Das Verfahren läßt sich prinzipiell auch bei sprungfähigen Regelstrecken in der Anordnung nach Abb. 1 anwenden, was bisher in der bekannten Literatur nicht in geschlossener Form geschehen ist. Entsprechend muß die halbe Sprunghöhe

$$\frac{1}{2}\left(y^-\left(\frac{\pi}{\omega}\right) - y^+\left(\frac{\pi}{\omega}\right)\right) = k_r h(0^+) \tag{10}$$

zur Reihensumme für $y^-(\frac{\pi}{\omega})$ addiert werden. Man kann sowohl von $G(\mathrm{j}\omega)$ als auch von $U(\omega)$ den konstanten Anteil k_0 abspalten, der für die Sprungfähigkeit verantwortlich ist.

$$G(\mathrm{j}\omega) = k_0 + G'(\mathrm{j}\omega) = k_0 + U'(\omega) + \mathrm{j}V(\omega) \tag{11}$$

Mithilfe dieses konstanten Anteils kann man für die Hysteresebreite κ_0 für Systeme, deren Charakteristik des nichtsprungfähigen Anteils außerhalb des zweiten Quadranten liegt, eine Mindestgröße angeben. Durch Einsetzen in die Schaltbedingung aus Gl.(3) zeigt sich (siehe z.B. Abb. 2), daß ein Schnittpunkt mit der Zypkin-Charakteristik nur unter der Bedingung

$$\kappa_0 > k_0 k_r \tag{12}$$

möglich ist. Ist die Hysteresebreite κ_0 geringer, tritt ein sehr hochfrequentes Umschalten auf, das *Chattering* genannt wird. Es wird in seiner „Grenzzyklusfrequenz" von den nicht-idealen Eigenschaften des Regelkreises bestimmt, die man sonst i.a. vernachlässigt. Dieser Fall stellt einen Gleitzustand oder *Sliding–Mode* dar, der in *(Utkin, V.I., 1977)* ausführlich behandelt wird.

Für den Realteil der Charakteristik sind einige zusätzliche Überlegungen nötig. Berechnet man die Schaltrichtungsbedingung, so ergibt sich

$$\dot{y}(\frac{\pi}{\omega}) = \frac{4k_r}{\pi}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty}\omega U(n\omega) = \frac{4\omega k_r}{\pi}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} k_0 + U'(n\omega) = \frac{4\omega k_r}{\pi}\Big(\underbrace{\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} k_0}_{=\infty} + \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} U'(n\omega)\Big).$$

Die Reihe divergiert für jeden Wert ω, da die Ableitung $\dot{y}$ zu den Schaltzeitpunkten wegen der Unstetigkeit in y mit einem Dirac-Impuls überlagert ist. Zur Bestimmung des linksseitigen Grenzwerts kann der konstante Anteil k_0 jedoch weggelassen werden, da die Dirac-Funktion auf diesen Grenzwert keinen Einfluß hat. Unter Berücksichtigung des für die Strecken mit unstetiger Gewichtsfunktion Gesagten gilt mit der Definition

$$g'(t) = \mathcal{L}^{-1}\{G'(s)\}$$

für den linksseitigen Grenzwert

$$\dot{y}^-\left(\frac{\pi}{\omega}\right) = -k_r g'(0^+) + \frac{4\omega k_r}{\pi}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} U'(n\omega). \tag{13}$$

Die Charakteristik für sprungfähige Systeme hat daher die Form

$$I(\omega) = -\frac{k_r g'(0^+)}{\omega} - \mathrm{j}k_r h(0^+) + \frac{4k_r}{\pi}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} U'(n\omega) + \mathrm{j}\frac{1}{n}V(n\omega). \tag{14}$$

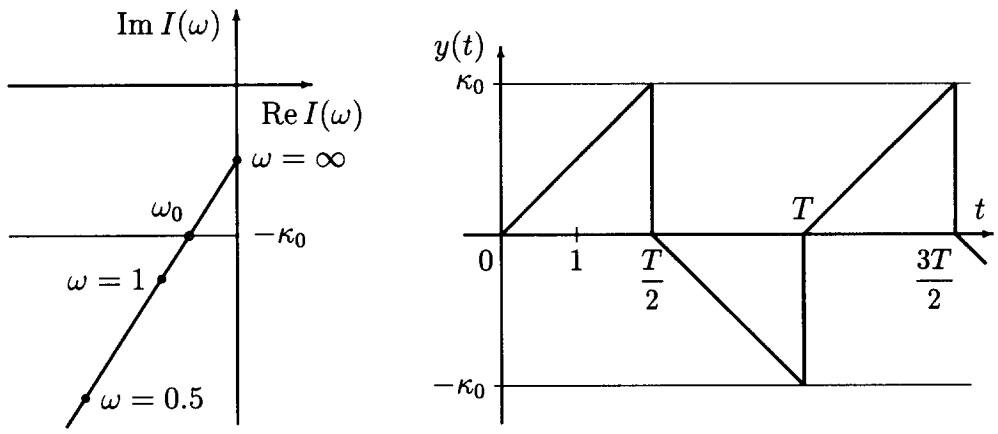


Abbildung 2: Charakteristik $I(\omega)$ für das PI-Element mit $k_r = 1$, $K = 1$, $T_N = 1$ sowie Zeitverlauf des Grenzzyklus $y(t)$ mit $\kappa_0 = 2$

4 Beispiele

4.1 PI-Element

Das einfachste System, an dem die Gültigkeit des verallgemeinerten Ansatzes gezeigt werden kann, ist das PI-Element

$$G(s) = K\left(1 + \frac{1}{sT_N}\right).$$

Zuerst ist die Zerlegung in den sprungfähigen Anteil und den Rest vorzunehmen

$$G(s) = K + K\frac{1}{sT_N} = k_0 + G'(s).$$

Man erhält sofort die folgenden Größen

$$g'(t) = \frac{K}{T_N} \qquad h(t) = K\left(1 + \frac{t}{T_N}\right) \qquad U'(\omega) = 0 \qquad V(\omega) = -\frac{K}{\omega T_N}.$$

Setzt man in Gl.(14) ein, ergibt sich schließlich

$$I(\omega) = -\frac{Kk_r}{\omega T_N} - \mathrm{j}Kk_r + \frac{4k_r}{\pi}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} -\mathrm{j}\frac{K}{n^2\omega T_N} = -\frac{Kk_r}{\omega T_N} - \mathrm{j}Kk_r\left(1 + \frac{\pi}{2\omega T_N}\right).$$

Wird die Bedingung Gl.(12) eingehalten, können wir die Grenzzyklusfrequenz ermitteln:

$$\omega_0 = \frac{\pi}{2T_N\left(\frac{\kappa_0}{Kk_r} - 1\right)}.$$

4.2 Sprungfähiges System 2. Ordnung

Es wird ein PD_2T_2-Element mit der Übertragungsfunktion

$$G(s) = \frac{0.1s^2 + 1.1s + 2.1}{s^2 + s + 1}$$

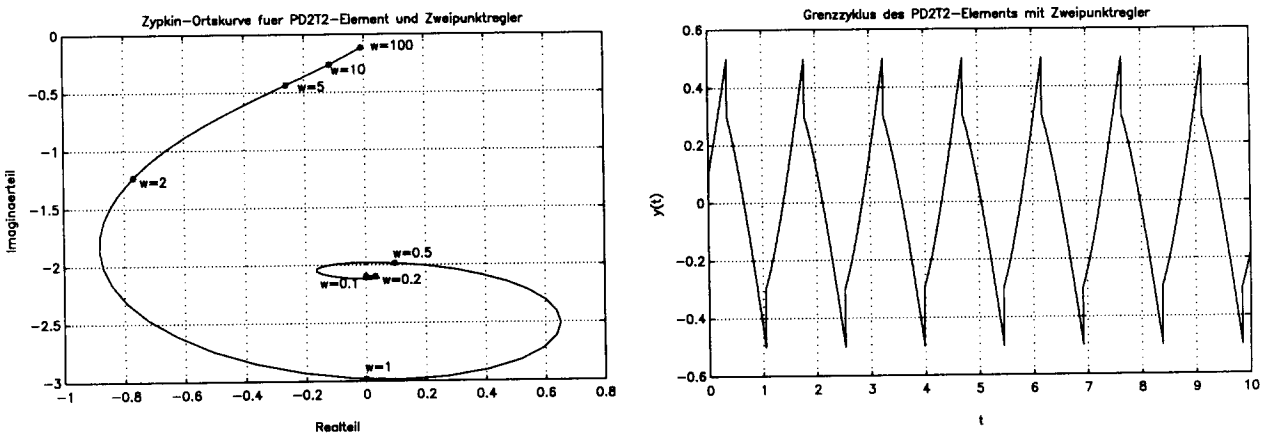


Abbildung 3: Charakteristik $I(\omega)$ und Zeitverlauf der Ausgangsgröße $y(t)$ für das PD_2T_2-Element $G(s) = \frac{0.1s^2+1.1s+2.1}{s^2+s+1}$ mit dem Zweipunktregler $k_r = 1$, $\kappa_0 = 0.5$, simuliert mit ANA 2.0

mit einem Zweipunktregler mit $k_r = 1$ und $\kappa_0 = 0.5$ untersucht. Die zur Bestimmung der Charakteristik notwendigen Größen lauten

$$k_0 = 0.1 = h(0^+) \qquad G'(s) = \frac{s+2}{s^2+s+1}$$

$$g'(0+) = 1 \qquad U'(\omega) = \frac{2-\omega^2}{\omega^4-\omega^2+1} \qquad V(\omega) = -\frac{\omega(1+\omega^2)}{\omega^4-\omega^2+1}\,.$$

Man erhält für die Charakteristik

$$I(\omega) = -\frac{1}{\omega} - 0.1\,\mathrm{j} + \frac{4}{\pi}\sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} \frac{2-n^2\omega^2 - \mathrm{j}\omega(1+n^2\omega^2)}{n^4\omega^4 - n^2\omega^2 + 1}$$

Das Ergebnis der numerischen Auswertung (Abbruch der Reihe bei $n = 2001$) ist in Abb. 3 dargestellt. Es ergibt sich ein eindeutiger Schnittpunkt der Charakteristik mit der Halbgerade für $-\mathrm{j}\kappa_0 = -0.5\,\mathrm{j}$. Als numerische Lösung erhält man bei Abbruch der Reihe bei $n = 20001$

$$\omega_0 = 4.2872\,.$$

Der sich einstellende Grenzzyklus ist in Abb. 3 dargestellt. Es zeigt sich eine im Rahmen der Rechengenauigkeit liegende Übereinstimmung zwischen der Simulation und dem berechneten Wert.

5 Zusammenfassung

Probleme bei der Berechnung der Zypkin-Charakteristik lassen sich durch einen günstigen Ansatz vermeiden. Für Übertragungsfunktionen, deren Zählergrad gleich dem oder um eins kleiner als der Nennergrad ist, lassen sich durch einen verallgemeinerten Ansatz, in dem Anfangswerte von Sprungfunktion und Gewichtsfunktion des linearen Anteils berücksichtigt werden, in einer geschlossenen Form (Gl.(14)) darstellen, aus der die bekannte einfache Gleichung für Systeme mit einer Graddifferenz größer oder gleich zwei als Sonderfall hervorgeht.

Literatur

Dirschmid, H.J., 1987, Mathematische Grundlagen der Elektrotechnik, 2. Auflage, (Vieweg, Braunschweig)

Tsypkin, Ya.Z., 1984, Relay control systems, (University Press, Cambridge)

Utkin, V.I., 1977, Variable structure systems with sliding modes, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. **22**, pp. 212–222

Weinmann, A., 1988, Regelungen, Analyse und technischer Entwurf, Band 2, 2. Auflage, (Springer, Wien)

Zypkin, Ja.S., 1958, Theorie der Relaissysteme der automatischen Regelung, (Oldenbourg und Verlag Technik, München – Berlin)

ANA 2.0, Graphisches Simulationspaket, derzeit in Entwicklung am Institut für Elektrische Regelungstechnik der TU Wien, E375, Gußhausstraße 27–29, 1040 Wien

A REFERENCE TRACKING ALGORITHM FOR COMPLIANT OR PSEUDO-COMPLIANT CONTROL IN ROBOTIC SYSTEMS

Yagmur Denizhan
Assistant Professor at the Electrical and Electronics Engineering Department of Bogazici University, Istanbul, TURKEY,
Guest Researcher at the Institute for Manipulators and Robotics, Technical University Vienna, AUSTRIA

Eingelangt am 2. Februar 1995

Abstract
An algorithm is presented based on obtaining the environmental information from realised motion. It is suitable for compliant control under lack of knowledge about the compliance frame and obstacle avoidance with unknown objects. This approach reduces energy consumption for compliant control. In real-time obstacle avoidance it allows a simple sensory data processing, small calculation time, avoids getting trapped at dead-ends and guarantees the goal to be reached unless it is unreachable.

1 NECESSITY AND APPLICATION AREAS

In many fields of control one is confronted with the problem of tracking the contour of an object under lack or complete absence of information about the shape or coordinates of the contour. Typical examples arise in the fields concerning compliant control or avoidance of unknown objects. The errors due to missing information have to be corrected by sensory feedback. In most of the common compliant control applications where partial information is available position and force control are combined in order to compensate the lacking or wrong position information. The compliant control approaches can in general be considered under two main classes: explicit feedback (Nevins, J.L. and Whitney, D.E., 1974), (Goto, T., Takeyasu, K. and Inoyama, T., 1980), (Salisbury, J.K., 1980), (Hogan, N., 1980) and hybrid control (Paul, R.P. and Shimano, B., 1976), (Raibert, M.H. and Craig, J.J., 1981), both making use of the compliance frame. However, in real cases it is quite possible that the compliance frame is not known

2 BASIC IDEA IN TERMS OF COMPLIANT CONTROL

In a system that has a certain degree of measurable natural compliance on the manipulator side (e.g.: a robot wrist equipped with an RCC-type of force sensor pulling a peg out of a hole) the realised motion (of the end-effector) will be in the direction of the non-compliant axis. The information about the direction of realised motion, hence also about the direction of the non-compliant axis, can be obtained from the decoders in the actuators and the deviation in the compliance sensors. Here it is important that the measurable compliance dominates all compliance properties in the system. The direction of realised motion is accepted as the reference direction. The presented algorithm will be referred to as the Compliance Frame Alignment by Realised Motion (CFARM). The corrected reference trajectory can be formed either as the projection of the nominal reference trajectory in the reference direction or as will

be described in the next section by equations (3) and (4). This corrected reference trajectory can This corrected reference trajectory can then be used in any kind of position control algorithm, e.g. simple PD-control. Unless there is any deviation in the force sensors the reference direction is kept the same and *the* corrected reference trajectory is obtained as described above. Furthermore, *the* force sensed opposite to the direction of motion is used to compensate the friction force. In case no motion can be realised for several control steps successively an *iterative direction search method* must be used for the determination of the non-compliant axis. In this case the non-compliant axis is initiated parallel to the nominal reference trajectory and is rotated about this initial position so that any specific point on this axis follows an increasing spiral. Of course this search is realised in a discrete manner with an appropriate angular increment until any motion is realised.

As mentioned above it is reasonable to use a critically-damped PD-controller. It is advisable to use a small parameter for this controller at the beginning of motion in order to keep the stiction component due to the deviation of the nominal reference trajectory from the real direction of the non-compliant axis as small as possible. Although this may keep the motion speed quite low at the first control step the effective applied force in the direction of non-compliant axis will increase rapidly due to the friction compensating property mentioned above.

The comparison of the performances of the CFARM method and other compliant methods either making use of compliance frame or using RCC directly gives the following results:

a) the CFARM method manages to start the motion in cases where the other methods fail due to large deviations of the nominal reference trajectory from the real non-compliant axis,

b) in cases where also other compliant control methods can realise the task the CFARM method causes smaller energy consumption due to reduced friction losses.

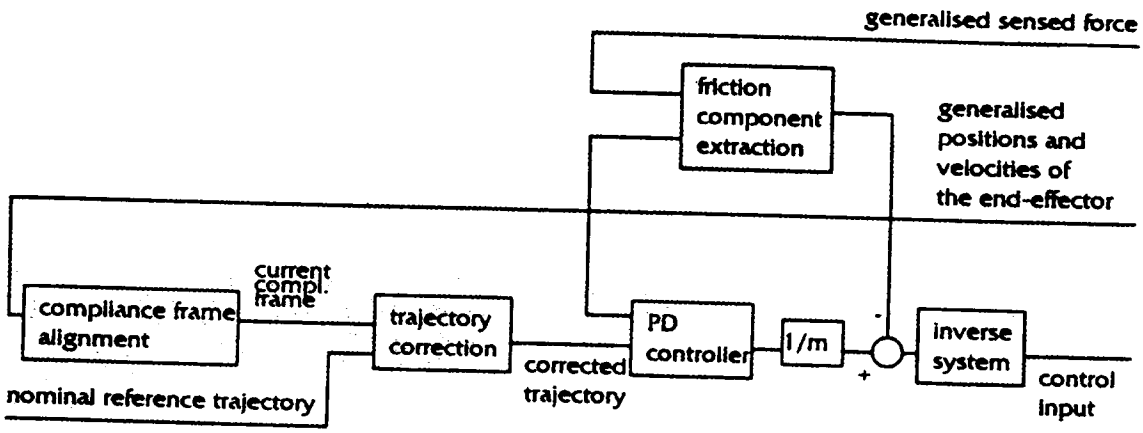


Figure 1: Block diagram of the control scheme according to CFARM method.

Further details about the CFARM method can be found in (Denizhan, Y., 1994, 1).

3 PSEUDO-COMPLIANT CONTROL FOR OBSTACLE AVOIDANCE

The approach presented above for compliant control can also be applied to obstacle avoidance problems with some modification. In the compliant control case the compliance is achieved by the measurable natural compliance of the system rendering the determination of the direction of realised motion possible. Here the physical systems that have measurable natural compliance are spring-type force sensors. In case of obstacle avoidance no physical contact is desired.

Therefore, range finding sensors are needed (ultra-sonic, laser etc.). Figure 2 shows two circles with radii *R1* and *R2* about a robot with radius *Ro*. The zone between the robot body and the circle with radius *R1* is referred to as the safety zone whereas the zone between the circles with radii *R1* and *R2* is called the sliding zone.

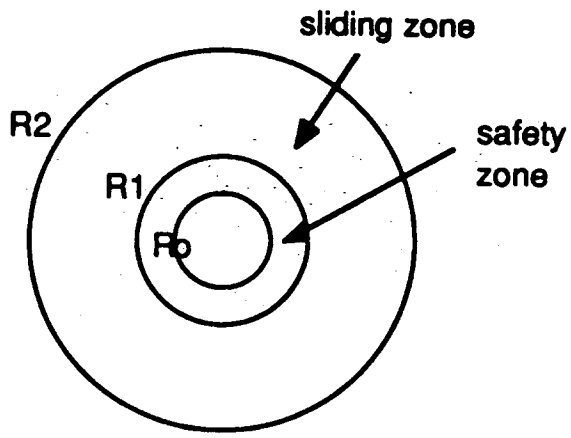


Figure 2: The safety and sliding zones.

The range sensor detects the orthogonal obstacle points (due to the wave reflection only those portions of the obstacle surface are detected which are almost orthogonal to the direction of propagation of the emitted waves) within the outmost circle. Figure 3 demonstrates the motion of a robot approaching a linear obstacle surface and sliding along it.

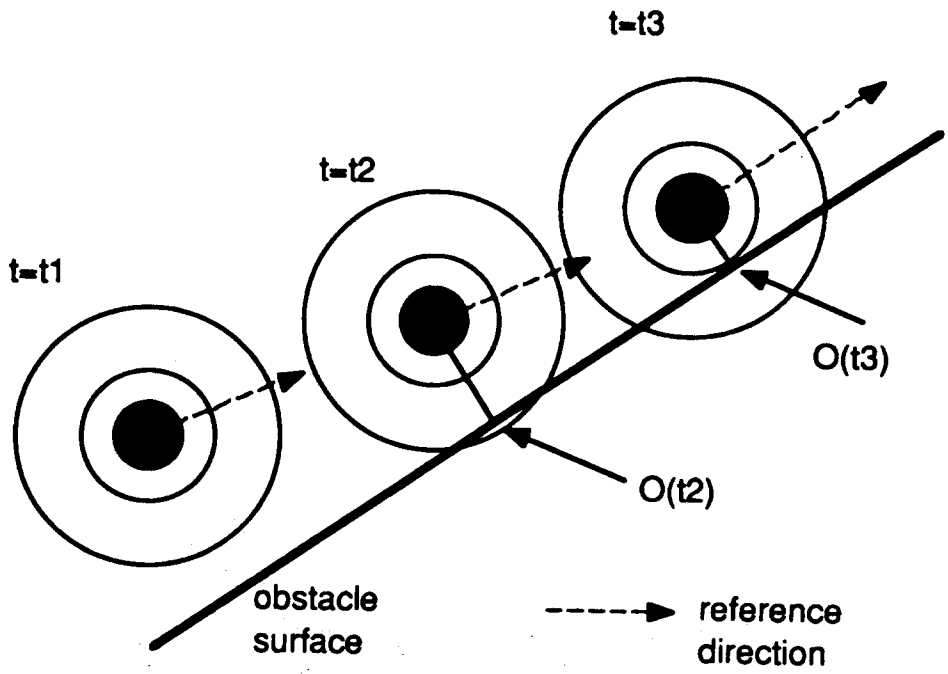


Figure 3. Adjustment of the reference direction according to realised motion.

At *t1* the obstacle surface is not detected yet and the robot moves in the nominal reference direction. At *t2* the orthogonal point *O(t2)* is detected but the reference direction is not changed. The nearest obstacle point detected at *t3* shown as *O(t3)* is till within the sliding zone. This zone can be considered as a perfectly compressible sensor. The direction of

compression is orthogonal to the obstacle surface. The component of the robot motion from *t2* to *t3* orthogonal to the direction of compression can be considered analogous to the direction of realised motion in the CFARM method. The reference direction is updated to be parallel to the direction of realised motion and the reference trajectory of the robot is given in the direct ion of the reference direction at the next control instant. This behaviour will be referred to as pseudo-compliant control.

If *O(t3)* happens to be within the safety zone the reference trajectory is calculated according to formulae (1) and (2) so that the robot is forced to escape from the surface:

$$r(t) = x(t) - [O - x(t)]\,[R1 - |O - x(t)|]/|O - x(t)| \qquad (1)$$

$$r'(t) = 0 \qquad (2)$$

where *x(t)* is the current position of the robot and *O* is the position vector of the orthogonal point within the safety zone. At the same time the reference direction is updated as described above so that at the next control period the robot can continue sliding along the obstacle surface with the orthogonal point within the sliding zone. Figure 4 shows the behaviour of the robot in the escape mode.

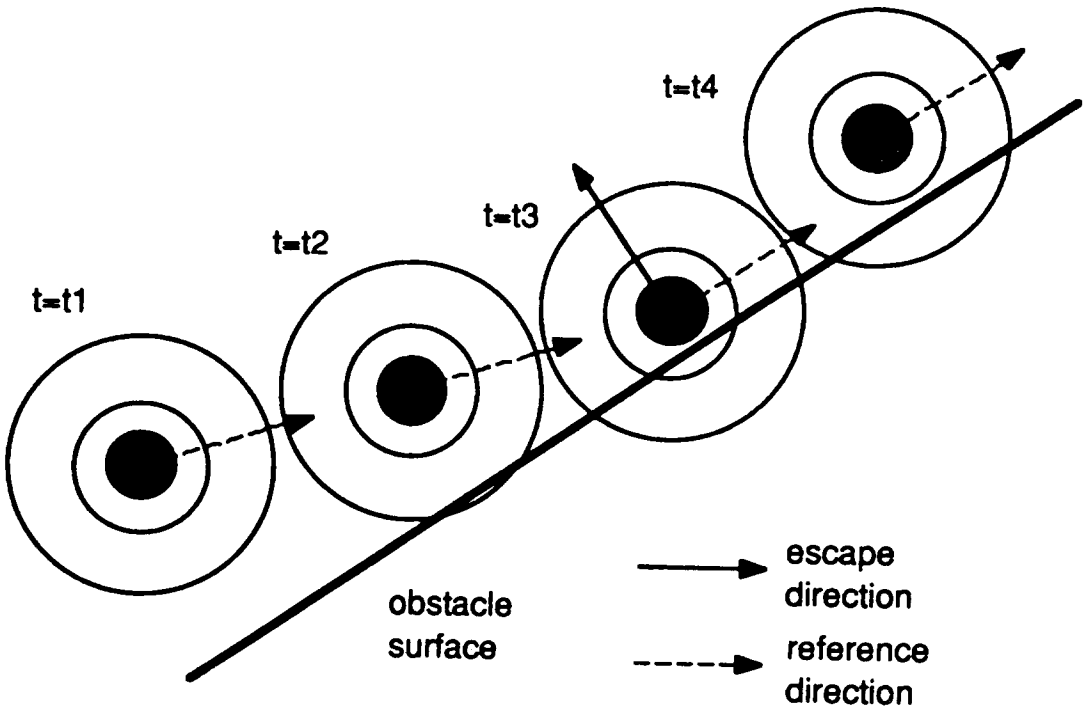


Figure 4. Robot in the escape mode.

With the exception of the above described escape mode the reference trajectory *r(t)* is calculated at each control instant as follows:

$$r(t) = \begin{cases} x(t) + d(t)\, s\, \Delta t & |G - x(t)| > (R2 - Ro) \\ G & |G - x(t)| < (R2 - Ro) \end{cases} \qquad (3)$$

$$r'(t) = \begin{cases} d(t)\, s & |G - x(t)| > (R2 - Ro) \\ 0 & |G - x(t)| < (R2 - Ro) \end{cases} \qquad (4)$$

where *x(t)* is the current position of the robot, *d(t)* is the current reference direction, *G* is the goal of the robot Δt is the length of the control period and *s* is a predefined speed. This speed as well as the escape speed are designed taking into account the width of the sliding zone and

the forbidden zone and the maximum force that can be applied to the robot so that a collision with the obstacle can always be avoided. The design criteria are given in further detail in (Denizhan , Y. , 1994, 2).

Up to this point the algorithm has been described for motion along a linear obstacle surface so that only a single orthogonal point is detected. It should be noted that only those orthogonal points are considered which are within an angle of 180° centered about the current reference direction. If two orthogonal points *O1* and *O2* are perceived within that range and their distance is larger than *R1+R2* the reference direction remains unchanged since this case corresponds either to a passage (through the robot can pass) or if not this can still be detected at the control instant. If however the distance is less than R1+R2 the two orthogonal points are considered as belonging to the same linear surface the direction of the vector connecting them (among the two possible opposite directions the one that is nearer to the last direction of motion is accepted) is chosen as the new reference direction.

For more than two orthogonal points an image processing algorithm tries to find the furthest line from the center of the robot so that all detected orthogonal points lie beyond this line. If such a line at a distance larger than Ro can be found the nearest point of this line to the center of the robot is accepted as the representing orthogonal point. If the line found is nearer than Ro to the center of the robot then the detected orthogonal points split up into two groups (so that they are separated by the largest angular gap between successive orthogonal points when they are represented in a polar coordinate system with its origin at the center of thew robot). For each group a line is found as described above and their nearest points to the center of the robot are accepted as the representing orthogonal points. Thus under all circumstances the algorithm has to deal with at most two orthogonal points only.

Some extra measures to prevent the robot from getting trapped in dead-ends are given in (Denizhan, Y. 2 , 1994).

Figure 5 shows the general block diagram for obstacle avoidance by CFARM method.

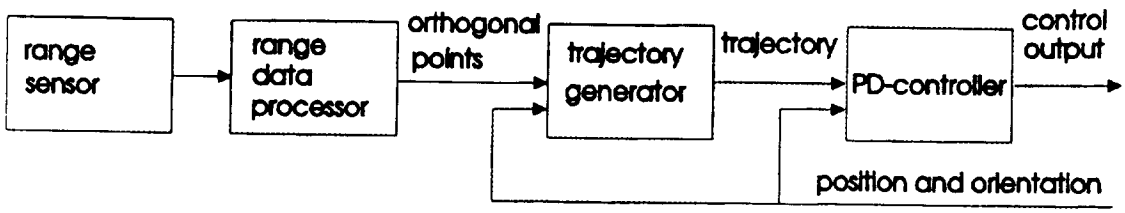


Figure 5. Block diagram of the pseudo-CFARM method for obstacle avoidance.

4 RESULTS AND CONCLUSIONS

The CFARM method has been applied to the disassembly problem shown in figure 6 where a shaft is being pulled out of a slot where the given reference direction deviates from the slot direction by some angle. Figure 7 shows the model o f the system in figure 6, here the shaft is represented as a point mass.

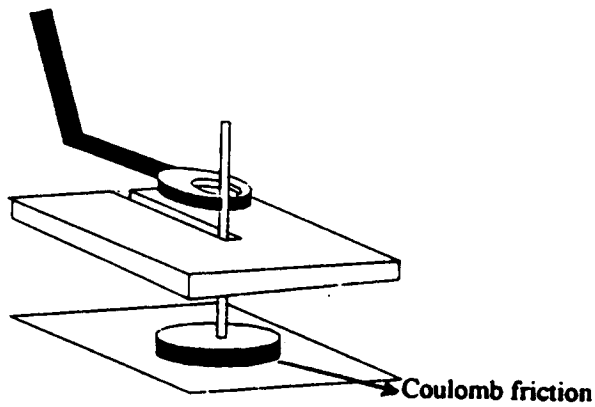


Figure 6. A disassembly problem necessitating compliant control: pulling a shaft out of a slot under imperfect information about the slot direction.

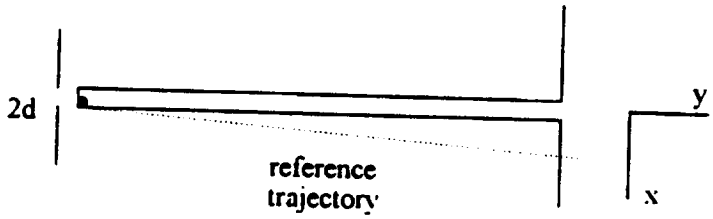
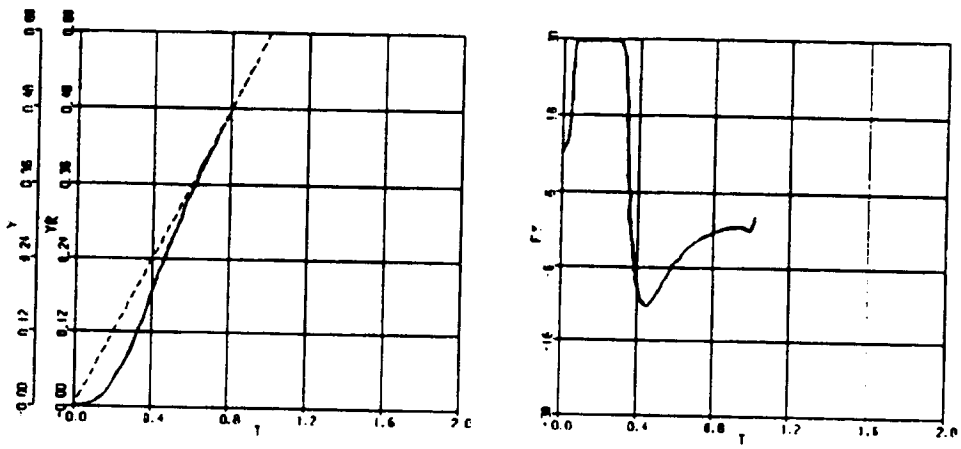


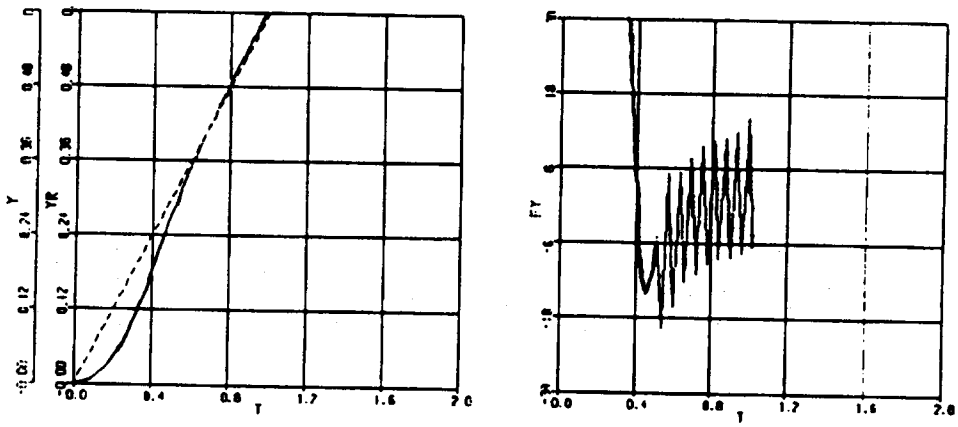
Figure 7. Model of the disassembly problem for simulation purposes.

The figures 8, 9 and 10 compare the performances of the CFARM, hybrid control and explicit feedback methods for a reference trajectory deviation of 9.5° from the direction of the slot. The maximum available force in both x and y-directions are accepted as 30 N, the mass of the shaft as 10 kg, the friction coefficient between the walls of the slot and the shaft as 0.7 and the Coulomb friction between the lower part of the shaft and the ground as 1 N. The length of the control period is taken as 30 msec.



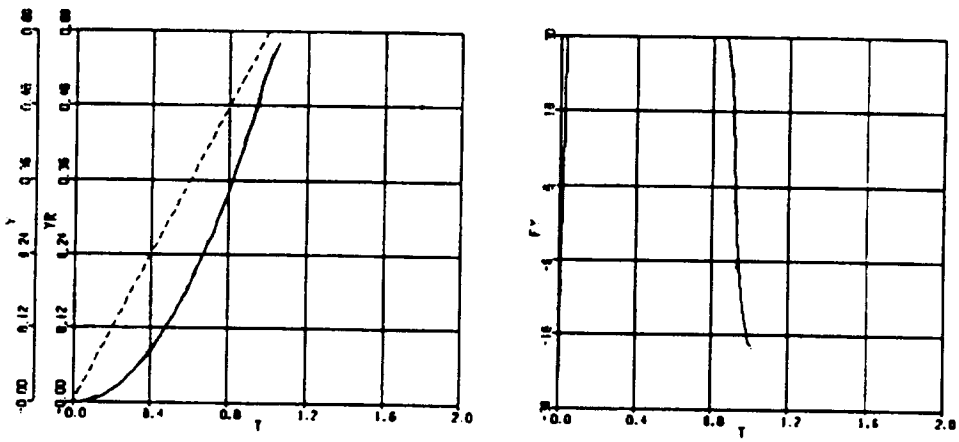
a) b)

Figure 8. Results of the CFARM method
a) reference trajectory and realised motion in y-direction b) applied force in y-direction.



a) b)

Figure 9. Results of the hybrid control method
a) reference trajectory and realised motion in y-direction b) applied force in y-direction.



a) b)

Figure 10. Results of the explicit feedback method
a) reference trajectory and realised motion in y-direction b) applied force in y-direction.

With increasing deviation of the reference direction from the real direction of the slot the performance of the CFARM method becomes more advantageous with respect to the other methods. Also the energy consumption performance of the CFARM method is explicitly better.

The comparison of pseudo-CFARM method for obstacle avoidance with other methods has not yet been performed. But the simulation results of pseudo-CFARM show that the robot successfully avoids collisions, manages to pass through passages wider than *R1+R2*, does not get trapped at dead-ends and reaches the desired goal.

REFERENCES

Borenstein, J., Koren,Y. (1988). "Obstacle avoidance with ultrasonic sensors". IEEE J. Robotics Automat., vol. RA-4, no. 2, pp. 213-218.

Borenstein, J., Koren, Y. (1989). " Real-time obstacle avoidance for fast mobile robots". IEEE Trans. Systems Man Cybern., vol. 19, no. 5, pp. 1179-1187, Sept./Oct. 1989.

Denizhan, Y. (1994, 1). "A compliant control method for disassembly of non-elastic parts using realised motion", submitted to Robotica.

Denizhan, Y. (1994, 2). "A real-time obstacle avoidance by compliant sliding zone method", submitted to Automatica.

Elfes, A. (1987). "Sonar-based real-world mapping and navigation". IEEE J. Robotics Automat., vol. RA-3, no. 3, pp. 249-265.

Flynn, A.M. (1988). " Combining sonar and infrared sensors for mobile robot navigation". IEEE J. Robotics Res., vol. 7, no. 6, pp. 5-14, Dec. 1988.

Goto, T., Takeyasu, K., Inoyama, T. (1980). "Control algorithm for precision insert operation robots", IEEE Trans. Systems Man Cybern., SMC-10, 1(1980), pp. 19-25.

Hogan, N. (1980). "Control of mechanical impedance of prosthetic joints", Proc. 190 Joint Automatic Control Conf., San Francisco, August, 1980, TA10-B.

Kuk, R., Barshan, B. (1989). "Navigating vehicles through an unstructured environment with sonar". Proc. IEEE Int. Conf. Robotics Automat. (Scottsdale, AZ, May 14-19, 1989), pp. 1422-1426.

Lumelsky, V., Skewis, T. (1988). "A paradigm for incorporating vision in the robot navigation function". Proc. IEEE Int. Conf. Robotics Automat. (Philadelphia, PA, Apr. 25, 1988), pp. 734-739.

Nevins, J.L., Whitney, D.E. (1974). "The force vector assembler concept", 1st IFTOMM Symp. Theory Practice of Robots and Manipulators, 1974.

Paul, R.P., Shimano, B. (1976). "Compliance and control", Proc. 1076 Joint Automatic Control Conf., San Francisco, 1976, pp. 694-699.

Raibert, M.H., Craig, J.J. (1981). "Hybrid position/force control of manipulators", J. Dynamic Systems, Measurement, Control 102 (June, 1981), pp. 126-133.

Salisbury, J.K. (1980). "Active stiffness control of a manipulator in Cartesian coordinates", IEEE Conf. Decision and Control, Albuquerque, New Mexico, Nov. , 1980.

Weisbin, R.C., de Saussure, G., Kramer, D. (1986). "SELF-CONTROLLED, a real-time expert system for an autonomous mobile robot". Computers Mechanic. Eng., pp . 12-19, Sept. 1986.

Lebensläufe der Autoren

cand.-ing. Sabine DEMEL

1988 - 1995:	Studium an der Technischen Universität Wien, Fakultät Elektrotechnik, Studienzweig Industrielle Elektronik und Regelungstechnik, Fächertauschmodell Computertechnik. Arbeitsinteressen: Genetische Algorithmen, Optimierung von Fuzzy Regelkreisen. Kontaktadresse: Institut für Elektrische Regelungstechnik an der TU-Wien, Gußhausstr. 27-29, A-1040 Wien.

Ass. Prof. Dr. Yagmur DENIZHAN

She received the B.S., M.S. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from the Bogazici University, Istanbul, Turkey, in the years 1982, 1984 and 1988. During her doctoral studies she was with the Robotics Research Institute of the University of Dortmund, Germany. Since 1988 she has been lecturing as an assistant professor at Bogazici University, Istanbul University and Turkish Airforce Academy on different fields of electrical engineering. Between October 1993 and August 1994 she worked as a guest researcher with the Institute for Handling Devices and Robotics of the Technical University, Vienna, Austria.

Dipl.-Ing. Thomas GRÜNBERGER

1986 - 1992:	Studium an der Technischen Universität Wien, Fakultät Elektrotechnik, Studienzweig Industrielle Elektronik und Regelungstechnik.
Seit Sept. 1992:	Universitätsassistent am Institut für Elektrische Regelungstechnik an der TU-Wien, Gußhausstr. 27-29, A-1040 Wien. Hauptarbeitsgebiete: Neuronale Netze, Genetische Algorithmen und Fuzzy Control.

Dipl.-Ing. Oliver KÖNIG

1986 - 1991:	Studium an der Technischen Universität Wien, Fakultät Elektrotechnik, Studienzweig Industrielle Elektronik und Regelungstechnik.
Seit Dez. 1991:	Universitätsassistent am Institut für Elektrische Regelungstechnik an der TU-Wien, Gußhausstr. 27-29, A-1040 Wien. Arbeitsgebiete: Stabilität nichtlinearer Systeme (insbesondere Fuzzy-Systeme), Nichtlineare adaptive Regelkreise.

Dipl.-Ing. Andreas RASCHKE

1982 - 1990:	Studium an der Technischen Universität Wien, Fakultät Elektrotechnik, Studienzweig Industrielle Elektronik und Regelungstechnik.
Jän.- Apr. 1991:	Praktikum bei SIEMENS Österreich, PSE, in Wien im Bereich der Vermittlungstechnik
Mai 1991 - Apr. 1995:	Universitätsassistent am Institut für Elektrische Regelungstechnik an der TU-Wien, Gußhausstr. 27-29, A-1040 Wien. Arbeitsgebiete: Digitale Regelungen, Robuste Regelungen, Regelungen mit schaltenden Reglern (insbesondere Untersuchung von Grenzzyklen).

O. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr. techn. Alexander WEINMANN

Senior Member IEEE, Mitglied und Ehrenmitglied ÖVE, Mitglied ÖMG. Geboren 1937 in Wien, 1962 Dr.techn., 1966 Habilitation, 1968 O.Univ.Prof. für "Elektrische Regelungs- und Steuerungstechnik" und Vorstand des gleichnamigen Instituts an der TU Wien, Gußhausstr. 27-29, A-1040 Wien. 1976-79 und 1991-1997 Dekan der Fakultät Elektrotechnik. 50 wissenschaftliche Veröffentlichungen in verschiedenen Fachzeitschriften, Autor mehrerer Bücher insbesonders "Regelungen, Analyse und technischer Entwurf" in mehreren Bänden und Auflagen sowie "Uncertain Models and Robust Control" im Springer Verlag, Wien New York, 35 Fachvorträge, 18 Patente, Konsulent der Elin Energieanwendungen Ges.m.b.H. seit 1962, wissenschaftliche Leitung der Elin-Zeitschrift seit 1972, Mitherausgeber der e & i (Elektrotechnik und Informationstechnik) sowie des Journal of Automation Austria, Zivilingenieur für Elektrotechnik seit 1974.

A. Weinmann

Regelungen. Analyse und technischer Entwurf

Band 2: Multivariable, digitale und nichtlineare Regelungen; optimale und robuste Systeme

Dritte, überarbeitete und erweiterte Auflage
1995. 161 Abb., IV, 323 Seiten.
Gebunden öS 690,–, DM 98,–
Hörerpreis: öS 552,–
ISBN 3-211-82632-7

Unter Bevorzugung anwendungsnaher und industriell nutzbarer Methoden werden dargestellt: Abtastregelungen, Mehrgrößen-(vermaschte) Regelungen; verschiedene nichtlineare, adaptive und insbesondere robuste Regelungen; Beobachter, modale Verfahren. Der Optimierung von Regelkreisen und dem fallweisen stochastischen Charakter wird Rechnung getragen, ebenso der Möglichkeit des Einsatzes ordnungsreduzierender Verfahren. Komplexe Stabilitätsfragen, der Zustandsraum sowie Darstellungen mit Übertragungsmatrizen sind erweitert worden. Neu aufgenommen sind die exakte Linearisierung nichtlinearer Regelungen mittels spezieller Transformationen, ferner Regelungen auf der Basis von fuzzy logic sowie von künstlichen neuronalen Netzen.

Weiters lieferbar:

Band 1: Systemtechnik linearer und linearisierter Regelungen auf anwendungsnaher Grundlage

Dritte, überarbeitete und erweiterte Auflage
1994. 192 Abbildungen. IV, 258 Seiten.
Gebunden DM 89,–, öS 620,–
Hörerpreis: öS 496,–. ISBN 3-211-82556-8

Band 3: Rechnerische Lösungen zu industriellen Aufgabenstellungen

1986. 103 Abbildungen. XIII, 247 Seiten.
Gebunden öS 540,–, DM 78,–
Hörerpreis: öS 432,–. ISBN 3-211-81925-8

Preisänderungen vorbehalten

Springer-Verlag Wien New York

Sachsenplatz 4–6, P.O.Box 89, A-1201 Wien · 175 Fifth Avenue, New York, NY 10010, USA
Heidelberger Platz 3, D-14197 Berlin · 3-13, Hongo 3-chome, Bunkyo-ku, Tokyo 113, Japan

2nd IARP Workshop on Robotics in Space

(6.-8. Juli, Montreal, Kanada)

Dipl.-Ing. M. FALKNER

Es war offensichtlich, daß die USA (NASA) und Kanada (CSA) durch die letzten positiven Entscheidungen für die „Space Station Alpha" (so heißt sie momentan) enorm motiviert und „straight forward" auf den Bau der Raumstation hinarbeiten. Der Bau scheint nun entgültig fixiert zu sein. Ob und in welcher Weise es ein Europäisches und/oder ein Russisches Modul geben wird ist scheinbar momentan zweitrangig und nicht entschieden. Zwischen 2000 und 2003 sollen 85 (!) Shuttle-Flüge die Grundstruktur in den Orbit befördern.

Kanada (SPAR) liefert nach dem erfolgreichen Einsätzen des Kanada-Armes für die Shuttles den sogenannten SSRMS (Space Station Remote Manipulator System) und den SPDM (Special Purpose Dextrous Manipulator), und ist damit im Prinzip in dieser Sparte die nächsten 10 Jahre oder so ausgelastet. Der SSRMS ist ein 20 m langer Manipulator mit 7 Freiheitsgraden, der auf der Struktur der Space Station auf einer Art Schiene wie ein Kran verfahrbar ist und sich außerdem zwischen bestimmten Punkten bewegen kann (Endeffektor und Basiseinheit sind identisch). Beim SPDM handelt es sich um einen zweiarmigen (menschenähnlichen) kleinen Roboter, der vom SSRMS aus betrieben wird. Sowohl Kanada als auch USA konzentrieren sich ausschließlich auf EVA Robotics. Für IVA sind scheinbar die permanent anwesenden Astronauten zuständig.

Europa (ESA, vertreten durch Robotic-Leiter Hr. Braga) scheint einigermaßen unsicher und keiner weiß so richtig, wie es weitergeht (Columbus, Russen, Hera, ...). Wenn der europäische EVA Manipulator Hera verwirklicht wird, dann nur als Servicing-Manipulator für das russische Modul. Hr. Braga stellt ein großes Fragezeichen vor die europäischen Raumfahrt Aktivitäten. Alle wichtigen nationalen Agencies (CNES, ASI, DARA) kochen mehr oder weniger ihr eigenes "Süpplein", es dürften wenige gemeinsame Ziele sein. ESA als Gesamtkoordinator scheint in der Robotik keine so große Rolle zu spielen (vielleich wegen der Stärke der nationalen Agenturen). Der Eindruck mag mich vielleich täuschen, aber aus der Ecke Braga gibt es wenige positive Nachrichten. Er stellt überhaupt in Frage, ob die Industrie aus Raumfahrtaktivitäten profitiern kann, was meiner Meinung nach die wichtigste Rechtfertigung vor der Öffentlichkeit ist.

Nationale Aktivitäten:

USA: Robotikmäßig ist bis auf kleine Entwicklungen (Ranger, DOSS) alles nationale "abgewürgt" worden. Die NASA setzt voll auf die kanadischen Entwicklungen (SSRMS + SPDM). Ich habe den Leiter der Robotics Technologieabteilung vom Johnson Space Flight Center in Huston/Texas, C. R. Price, kennengelernt und möchte den Kontakt zu ihm aufrechterhalten.

CANADA: Steht ganz im Zeichen von SSRMS und SPDM, wobei letzterer noch nicht beauftragt ist. CSA/SPAR ist sehr stark im Telekom-Satellitenmarkt (M-Sat, Radarsat).

DEUTSCHLAND: Das nationale Projekt ESS (Experimental Servicing Satellite) scheint momentan das wichtigste Robotikprojekt zu sein. Es handelt sich dabei um einen Wartungs- und Reparatursatelliten für GEO. Es ist mehr oder weniger eine Weiterführung der Rotex Aktivitäten. Durch einen Protoflight-Approach soll Geld gespart werden (6 Jahre Entwickiung, 150-200 Mio DM).

ITALIEN: Das nationale Projekt SPIDER (Space Inspection Device for Extra Vehicular Repair) ist ein EVA Manipulator zum Servicing der Raumstation (7 DOF, 1.5 m, Comau-Basis).

FRANKREICH: Konzentriert sich ganz auf Rover für Planet Exploration (Mond, Mars), wobei ebenfalls nationale und Eureka Projekte vorherrschen (lARES, GEROMS). Russland und Ungarn liefern dafür die Fahrzeuge, Frankreich konzentriert sich auf Manipulator und Navigation.

Compliance / End-Effector Spezifisch:

Beim italienischen Projekt SPARKO (Space Robot Controller) wird ein modifizierter Rotex-Greifer (ohne Compliance !) in das CAT-Testbed der ESTEC auf einem Comau-Arm integriert. Ist im Prinzip eine Weiterführung der SBRC-Studie. Das Team TS / IPK / DLR / ESTEC will dabei Compliance über Impedance Control erreichen.

Sehr interessant klingt der "Magnetic Gearing Actuator" (TS / ESTEC), wobei es sich um einen Schrittmotor mit Harmonic-Drive Prinzip handelt (!). Er soll bei einem Gewicht von 2.2 kg und Ø140*50 mm 30 Nm liefern !

SPAR führt Mating-Testserien mit ORU's durch und berücksichtigt dabei die Whitney-Theorien ! Ich werde den Kontakt mit B. Mack aufrechterhalten, vielleicht hilft es uns bei unserer Compliance Element Studie. Alle ORU's werden aufgrund des NASA Dokuments SSP30550 "Robotic System Integration Standard" designed.

Obwohl alle auf aktive Compliance losgehen,wird ein "funktionierendes" passives Element als positiv beurteilt. Wenn es eines gäbe, würde es eingesetzt werden ! Sowohl NASA / Mr. Price als auch SPAR / Mr. Mack zeigten sich sehr interessiert an unserer Entwicklung.

RECY'94
2. International Seminar on Life Cycle Engineering

Erlangen 10.-12. Oktober 94

G. Gschwendtner

Im Jahre 1992 wurde von CIRP (International Institution for Engineering Research) eine Arbeitsgruppe für Life Cycle Engineering gegründet. Deren Aufgabe besteht darin, zukünftige Rahmenbedingungen zur Aufrechterhaltung der industriellen Produktion unter umweltspezifischen Gesichtspunkten zu identifizieren. Dazu wurden die Forschungsschwerpunkte auf Ganzheitliche Bilanzierungsverfahren, Methoden und Werkzeuge welche die Konstruktion Life Cycle-gerecht unterstützen, Umweltgerechte Control-, Management- und Prozeßtechnik und Recyclingverfahren festgelegt.

Nachdem im Vorjahr das erste Seminar in Kopenhagen veranstaltet wurde, fand dieses Jahr der Austausch der erarbeiteten Ergebnisse in Erlangen statt. Nahezu 90 Teilnehmer aus 16 Ländern fanden dabei die Möglichkeit an den ersten zwei Tagen die angebotenen Vorträge zu besuchen. Im Anschluß daran konnten Institute der Friedrich Alexander Universität von Erlangen und ausgewählte Firmen im Raume Stuttgart (AEG AG, Grundig AEG und Loewe Opta) besichtigt werden.

Den ersten Hauptschwerpunkt der Vorträge bildeten Betrachtungen über die Ganzheitliche Bilanzierung. Diese ist ein bauteil-, verfahrens-, und systembezogenenes Instrumentarium zur Ermittlung von umweltlichen Parametern vor dem Hintergrund technischer und wirtschaftlicher Pflichtenhefte. Hierzu werden über den gesamten Lebenszyklus Rohstoff-, Energie-, Emissions,- Abwasser- und Abfallbilanzen erstellt. Randbedingungen und Systemgrenzen sind dabei je nach Einzelfall eindeutig zu präzisieren. Besonders bei der Bestimmung dieser Systemgrenzen und den zur Verfügung stehenden Daten gibt es noch große Lücken. Auch die Bewertung der ökologischen Auswirkungen bereiten noch große Schwierigkeiten. Aus diesem Grunde gestalteten sich alle präsentierten Ergebnisse noch sehr allgemein. Mit dem Aufbau von spezifischen Datenbanken wird dies aber sicherlich eine Bewertungsmethode darstellen, die in Zukunft Stand der Technik sein wird bzw. aufgrund der Umweltsituation auch sein muß.

Recyclinggerechte Konstruktion bildete das Schlagwort des nächsten Themenblockes. Den Anfang setzte eine Darlegung über den aktuellen Stand der Integration von Recycling und Kosten bei der Produktentwicklung in der Industrie. Danach wurden die Anforderungen an organisatorischen, methodischen und werkzeugorientierten Maßnahmen analysiert. Weiters wurden verschiedene Methoden und Hilfsmittel zur Unterstützung des Konstrukteurs beschrieben. Mit 'Recycling Integrated Product Development' sollte es möglich sein, schon in der ersten Phase des Konstruktionsprozesses recyclingorientierte Gesichtspunkte einbringen zu können.

Einige Vortragende beschäftigten sich in der weiteren Folge mit verschiedenen Konstruktionsleitlinien um den Lebenszyklus des Produktes zu verlängern. Dieser wird durch die Phasen Produktion, Gebrauch und Entsorgung bestimmt. Zur Verlängerung der zweiten Phase wird unter anderem auf die Wartung besonderer Wert gelegt. Um in der dritten Phase effizient recyceln zu können ist es notwendig das Produkt zu demontieren. Hierzu sind bereits die ersten Vorgangsweisen und Methoden in Entwicklung. Unter anderem wurde diesbezüglich der Recyclinggraph hergeleitet, um die wirtschaftliche Demontagetiefe abschätzen und das Produkt aufgrund der Werkstoffe klassifizieren zu können.

Die abschließenden Vorträge gingen auf die 'praktische' Durchführung der automatisierten Demontage ein. Im Mittelpunkt stand dabei das Zerlegen von Leiterplatten, an dem an mehreren Instituten gearbeitet wird. Die erzielten Ergebnisse stützen sich im wesentlichen aber immer noch auf Konzepte und Simulationsstudien. Praktisch erprobt, aber von einem Serieneinsatz trotzdem noch weit entfernt, wurde das Aufschneiden von Autodächern mittels Roboter.

Als Resümee dieses Seminars kann diagnostiziert werden, daß Life Cycle Engineering noch in den Anfängen steht. Es überwiegen hauptsächlich theoretische Überlegungen, die in Zukunft aber konsequent umgesetzt werden sollten. Aufgrund der Aufnahme dieses Themas als einer der Hauptpunkte in das ims Programm ist auch deshalb mit weiteren richtungsweisenden Ergebnissen zu rechnen.

Bericht vom 10. Fachgespräch Autonome Mobile Systeme (AMS 94)

Universität Stuttgart, 13. und 14. Oktober 1994

Dipl.-Ing. Man-Wook HAN

Das erste Fachgespräch für den Bereich „Autonome Mobile Systeme (AMS)“ wurde im Jahre 1985 in Karlsruhe veranstaltet. Das 10. fand am 13. und 14. Oktober 1994 an der Universität Stuttgart statt. Ungefähr 60 Personen nahmen daran teil. Die Tagung fand parallel in zwei Hörsälen statt. Insgesamt wurden 33 Papers vorgetragen. Die meisten Beiträge stammten aus Deutschland, zwei aus der Schweiz und einer aus Kanada. Während der Tagung stellten auch 4 Firmen bzw. Institutionen ihre Produkte aus. Dabei wurden verschiedene Formen mobiler Roboter demonstriert,u.a. mehrbeinige Laufmaschinen, von Rädern angetriebene, von Ketten angetriebene, unter Wasser laufende und sogar fliegende. Weiters wurden Beiträge für die Anwendungsmöglichkeit des Steurungskonzeptes für AMS im Straßenverkehr, im Servicebereich und im Betrieb als mobile Handhabungs- und Manipulatorsysteme vorgetragen.

Ziel dieses Gesprächs war es Meinungen auszutauschen und die Entwicklung bzw. in Praxis realisierten Systeme in diesem Bereich vorzustellen. Der Themenschwerpunkt war vor allem die Entwicklung von Steuerungssystemen für autonome mobile Roboter und deren Realisierung.

Eine Firma aus der Schweiz hat eine mobile Plattform vorgestellt. Diese Plattform ist mit Ultraschallsensoren und einer Kamera ausgerüstet. Zwei Neurocomputer, die auf dieser integriert sind, dienen zur Steuerung. Die Plattform konnte sich sehr langsam zwischen Hindernissen bewegen. Eine andere Firma hat einen sechsbeinigen Laufroboter, einen mobilen Roboter, der mit der menschlichen Stimme gesteuert wird, und eine kleine mobile Plattform, die mit Ultraschallsensoren ausgerüstet ist, gezeigt. Aus Frankreich wurde ebenso eine mobile Plattform vorgestellt. Das Institut für Parallele und Verteilte Höchstleistungsrechner an der Universität Stuttgart stellte drei Roboter in verschiedenen Ausführung zur Verfügung. Wenn alle drei Roboter gleichzeitig in Bewegung gesetzt wurden, gab es Schwierigkeiten bei der Kommunikation zwischen den Robotern und dem Steuerrechner. Eine angekündigte Demonstration konnte wegen Störungen nicht durchgeführt werden.

Drei Publikationen behandelten die Anwendung Neuronaler Netze für mobile Systeme. Mehrere sensorbasierte Navigationssysteme wurden vorgestellt. Fast alle Publikationen behandelten die Thematik „Sensoren". Bei Sensorik wird der Einsatz von Visionsystemen, Laser Scanner und auch Ultraschallsensoren zunehmen. Die meisten Roboter sind mit einem oder mehreren Sensoren ausgerüstet. Die zum Großteil eingesetzten oder zu einsetzenden Sensoren in diesem Fachgespräch waren Ultraschallsensor, Visionsystem und Laser Rangefinder

Im Gebiet von Serviceroboter wurden 4 Paper vorgetragen. Zwei von ihnen beschäftigten sich mit Roboter im Mauerwerksbau. Ein weiteres Paper beschreibt ein EU-Projekt über den Einsatz mobiler Roboter für die Mülldeponie. Der letzte Vortragende, Prof. Schraft, sprach über die Zukunft des Serviceroboters. Seine abschließende Bemerkung, daß das Potential des Serviceroboters sehr groß und die Anwendungsgrenze unendlich ist, zeigt deutlich die Zukunftsaussichten diese Gebietes.

Das bisher am meisten bevorzugte Gebiet beim Einsatz von Servicerobotern ist die Baubranche. Mehr als 50 % der gesamten Serviceroboter werden in diesem Bereich eingesetzt. Ein weiteres zukünftiges Thema beim Einsatz von Robotern ist der Personalroboter. Ein Personalroboter ist nur dann wirklich einsetzbar, wenn der Preis eines Personalroboters ungefähr dem eines kleinen Pkws entspricht.

Abschließend konnte festgestellt werden, daß die Anwendung von autonomen mobilen Robotern im Servicebereich zunehmen wird. Die noch zu lösende Probleme liegen im Bereich Sensorik, Kommunikation zwischen mobilen Robotern und dem Host bei Anwendung von Multiagentsystemen, der Entwicklung noch effektiver Steuerungssyteme u. v. a. In der Sensorik dominiert das Visionsystem.

ASIM
„Simulation in der Regelungstechnik Ausbildung“

Stuttgart, Oktober 1994

Dipl.- Ing. Dr. G. Krenn

Überblick:

ASIM 94 wurde von Daimler - Benz dominiert. Eine Vielzahl von Vorträgen und auch Teile der angeschlossenen Ausstellung hatten ihren Schwerpunkt in mit dem Automobilbau verwandten Gebieten.

Im Bereich der Softwarehersteller waren einige Anbieter mit Programmpaketen vertreten, die eine Simulation mit "hardware in the loop" erlaubten. Diese Art der Simulationspakete beinhaltet eine Einbindung von reellen Prozeßkomponenten in die simulierte Systemschleife. Dadurch ist es möglich, z.B. Regler mit dem Computer auszulegen und direkt am Prozeß zu testen.

In diese Richtung dürfte (vor allem im Automobilbau und anderen professionellen Anwendungsbereichen) eine der Hauptstoßrichtungen für die Zukunft liegen.

Da Echtzeitfähigkeit für die Ankopplung an einen reellen Prozeß die grundlegende Anforderung darstellt, besteht ein großer Bedarf an Rechenleistung, der mit der Größe der zu simulierenden Anlagen stark ansteigt.

Um die benötigte Rechenleistung bereitstellen zu können, ist die eingesetzte Hardware sehr leistungsstark und daher äußerst kostspielig. Es werden Transputer verwendet, um die geforderten Datendurchsätze erfüllen zu können.

Da die genannten Programm- und Hardwarepakete für große professionelle Anwender (Automobilbau) gedacht sind, stellen sie für die gebotene Rechenleistung auch äquivalente Anforderungen an die Finanzkraft des Kunden, was aber für die angesprochenen Anwenderzielgruppen kein größeres Problem darstellen dürfte. /ETAS - ASCET/

Auf der Seite der Lehre und (kostengünstigen) Simulation für Anwender wie Universitäten sind PC- Lösungen das Hauptangebotsgebiet. Hier wird auf die teure Hardware - Echtzeitkopplung weitgehendst verzichtet, die Programmplattform ist üblicherweise WINDOWS. Die angebotenen Programme umfassen unterschiedlichste Bereiche der Regelungs- und Simulationstechnik.

/WINFACT/, /MATLAB - SIMULINK/

Als ein Beispiel für angewandte Simulationstechnik in der Industrie wurde ein Vortrag von Daimler Benz über einen Fahrsimulator gehalten. Der Simulator funktioniert wie die bekannten Cockpitsimulatoren in der Luftfahrt. Das Gerät zur Fahrzeugsimulation ist aber so groß gebaut, daß ein ganzes Auto auf die bewegliche Plattform montiert werden kann, um so der Testperson eine perfekte Illusion zu bieten.

Als Beispiele für einen erfolgreichen Einsatz des Simulators wurde die Entwicklung einer Notbremshilfe präsentiert.

Wie sich aus Versuchen mit mehreren Testpersonen ergab, bremsen viele Fahrer in Extremsituationen zu zaghaft (mit zu geringem Pedaldruck). Auf Grund der im Simulator gewonnenen Ergebnisse war es möglich, aus der Geschwindigkeit, mit der das Bremspedal niedergetreten wurde, ein Kriterium abzuleiten, das eine Entscheidung zuläßt, ob eine Notbremssituation vorliegt oder nicht. Im Falle einer Notsituation verstärkt das Auto selbsttätig die Bremswirkung und beugt so einem zu zaghaften Bremsen vor.

Im Simulator konnte eine Verminderung der Unfallhäufigkeit von 30% erreicht werden, die sich auch beim realen Einsatz der Notbremshilfe bestätigen ließ.

Auch im Bereich der Fahrwerkauslegung wurden durch vorhergehende Simulatortests schon vor Produktionsbeginn deutliche Verbesserungen ermöglicht.

Der Fahrsimulator stellt demnach eine sehr gute und kostengünstige Möglichkeit zur Verfügung, diverse Änderungen am Fahrzeug vor ihrer tatsächlichen Umsetzung durch ein breites Spektrum von Testfahrern testen und eventuell noch verbessern zu lassen.

Beispiele für präsentierte Programmpakete:

ETAS - ASCET:

Mächtiges, aber sehr teures, da hardwareaufwendiges Simulationspaket mit "hardware in the loop" Einbindung. Zielgruppe: Profi- Anwender, Entwicklungen z.B. im Automobilbau. Spezialkonditionen für Unis und Schulen.

WINFACT:

Softwarepaket für diverse Simulationen im RT- Bereich unter WINDOWS.

MATLAB - SIMULINK

Bekanntes und bewährtes Software- Paket für unterschiedlichste Anwendungsgebiete

Internationaler EUREKA-Workshop über Ecomaterials and Ecodesign

R.Genser
IFAC-Beirat Österreich

Die Prepare-Arbeitsgruppe für ECODESIGN im Rahmen der EUREKA-Initiative veranstaltete vom 11. bis 13. Dezember 1994 in Baden in Niederösterreich ein Arbeitstreffen über ökologische Werkstoffe und ökologisches Design.

Die Vorträge wurden von Vertretern des Bundesministeriums für Umwelt,Jugend und Familie und Fachleuten von einschlägigen in- und ausländischen Institutionen,Hochschulinstitute und Entwicklungsgruppen durchgeführt. Nur wenig Anwesende kamen von Seite der Nutzer oder der Betroffenen. Dies läßt zwar einen gelernten Österreicher nicht erstaunen, aber doch immer wieder fragen, wielange man es mit Vorlaufzeiten von 20 und mehr Jahren durchhält, bis maßgebende Entscheidungsträger die Informationen erfassen und wielange ein kleines Industrielland das Nachhinken beim Nutzen von Chancen, vorallem bei Marktlücken, noch ertragen kann.

Neben Strategien für die Verbesserung der Stoffflüsse und Ressourcennutzung bei Berücksichtigung der Zukunftssicherheit hinsichtlich Umwelt oder sogenannte Nachhaltigkeit (sustainability) wurde die Entwicklung neuer Werkstoffe dargelegt. Vorallem biologisch abbaubare Polymere als auch deren biologische Erzeugung wurden vorgestellt. Diese Werkstoffe könnten unter anderem auch für die optische Industrie von Interesse sein. Thermoplastik aus Kartoffelstärke soll billiger sein als Polyäthylen. Die Anwendung von Pflanzenfasern für die Papierherstellung bis neue Holzwerkstoffe wurden aufgezeigt. Für den Transportschutz von sperrigen und empfindlichen Gütern böten sich neue umweltschonende Lösungen an.

Es wurde besonders darauf hingewiesen, daß statt Schwerpunktaktionen systemtechnische und vernetzte Ansätze nicht nur notwendig, sondern auch wesentlich wirksamer wären. Der Verkauf.von Problemlösungen statt von Produkten würde dem Kunden, dem Unternehmen und der Umwelt nutzen. Als Beispiel dient das Sicherheitsproblem bei der Hochseeschifffahrt, wo die Investition in Leuchttürme mehr erzielte als man nur bei Maßnahmen im Schiffsbau erreicht hätte. Die österreichische Firma Zumtobel beweist es, daß es für die Umwelt und auch ökonomisch besser ist Lichtlösungen zu verkaufen statt nur das Anbieten von Lampen.

Es mag nicht bewußt sein, daß etwa 30% der Produkte (auch in der Landwirtschaft) ungenutzt ausgeschieden werden und in den Abfall oder in andere Abläufe (siehe militärische Überschußgüter) übergehen.

Es wurde nicht nur ein Einblick in den Stand der Aktivitäten im Rahmen der Europäischen Union oder weltweit gegeben, sondern auch zukünftige Vorhaben und Aktionsschwerpunkte wurden aufgezeigt. Entsprechend den Arbeiten des Technischen Komitees ISO TC 207 werden in der EU Umweltprüfungs- und Revisionsverfahren entwickelt.

Ein Problem, welches nicht nur in diesem Bereich, sondern auch in ähnlich komplexen Umfeldern wie bei sicherheitsrelevanten.Softwaresystemen,bei der Infrastruktur und Dienstleistung des Verkehrswesen und der Telematik besteht, ist die Meß- und Beobachtbarkeit von Qualität und komplexer Systemzustände. Es wird daher auch von dieser Seite her eine breite Forschungskooperation angestrebt.

Als Marktlücke wurden Handhabungseinrichtungen für das Zerlegen,Trennen und Beurteilen von ausgeschiedenen Geräten festgestellt.

Es ist zu hoffen, daß von der österreichischen Nutzerseite her mehr Aktivitäten erkennbar werden und daß die internationalen Entwicklungsinitiativen auch effizient genutzt werden.

Auch der Rahmen und die Möglichkeiten der IFAC böten sich zum Erzielen synergetischer Effekte an.

European Simulation Symposium - ESS'94

Istanbul, 9. - 12. Oktober 1994

Gernot Kronreif

Das „1994 European Simulation Symposium - ESS'94" war das bislang sechste Treffen dieser Serie. Nach Ostende (1988), Ghent (1990, 1991), Dresden (1992) und Delft (1993) wurde Istanbul als Austragungsort dieses Symposiums gewählt. Aufgabe dieser Symposien ist die Bildung eines internationalen Forums zum Austausch und zur Diskussion neuer Entwicklungen und Anwendungen im Bereich der Simulationstechnik. In weiterer Folge sollen damit die Verbindungen zwischen der Forschung und der Anwendung der Simulation in Universitäten, Forschungszentren bzw. in der Industrie wesentlich gestärkt werden. Entsprechend dieser Zielsetzung war das sehr gut besuchte Symposium (318 (Co-)Autoren aus 40 verschiedenen Ländern) in vier Themengebiete gegliedert:

- ⇨ Fortschritte in der Simulations-Methodologie und in der Anwendung
- ⇨ Künstliche Intelligenz in der Simulationstechnik
- ⇨ Simulation in industriellen Anwendungen
- ⇨ Computer- und Telekommunikationssysteme

Diesem Anspruch konnten die insgesamt 151 Beiträge des außerordentlich gut organisierten Symposiums auch vollkommen gerecht werden. So war - untypisch für Symposien dieser Art - ein ausgewogenes Verhältnis zwischen „Forschung/Entwicklung" und „Anwendung" gegeben.

Der ungewöhnlich geringe Anteil an Beiträgen zum Thema „kontinuierliche Simulation" war im wesentlichen durch theoretische Überlegungen zur Behandlung Nicht-Linearer Systeme geprägt. Ein (zumindest aus österreichischer Sicht) interessanter Beitrag widmete sich dabei der simulativen Berechnung der österreichischen Wirtschaftsdaten unter Berücksichtigung einer angestrebten Budget-Konsolidierung („Optimal Stabilization Policies for the Nineties: A Simulation Study for Austria", R. Neck und S. Karbuz).

Am Gebiet der diskreten Simulation wurden im „theoretischen Teil" - quasi als Weiterführung der aktuellen Trends in der Simulationstechnik - weitere Innovationen in den Bereichen Objekt-Orientierte Modellbildung und Simulation mittels Petri-Netz Theorie vorgestellt. Im ausgezeichnet besetzten „Anwendungs-Teil" wurden durch zahlreiche Fallbeispiele die Potentiale der Simulationstechnik eindrucksvoll aufgezeigt.

Verleihung des Fred Margulies Preises 1994

Wien, 20. 10. 1994

Wolfgang Schachner

Im Rahmen des 10. Österreichischen Automatisierungstages wurde am 20. Oktober 1994 erstmalig der mit 60.000,- ATS dotierte Fred Margulies Preis vergeben.

Dieser Preis wurde vom IFAC-Beirat Österreich und der Gewerkschaft der Privatangestellten zur Verfügung gestellt. Er wird - ganz im Sinne des verstorbenen Prof. Fred Margulies - für hervorragende österreichische Arbeiten auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik mit besonderer Berücksichtigung der sozialen Aspekte bei ihrer Einführung in Betrieben verliehen. Kriterien für die Bewertung durch eine Fachjury sind im wesentlichen Interdisziplinarität des Ansatzes und insbesondere soziale Relevanz.

Auf Grund des Beschlusses der Jury wurde der Preis diesmal zweigeteilt. Für auszeichnungswürdig erachtet wurde die Gemeinschaftsarbeit von Herrn Dipl.-Ing. Johann Hölzl und Herrn Dr. Martin Zauner sowie die Arbeit von Frau Anita Kefeder.

Der erste Beitrag mit dem Titel „CIM für Klein- und Mittelbetriebe mit besonderer Berücksichtigung sozialer Aspekte in der Produktionsautomation" behandelte die Einführung eines modularen flexiblen „low-cost" CIM - Konzeptes in einem oberösterreichischen Klein- und Mittelbetrieb. Unter Einsatzes eines PC - Netzwerkes wurden die schon im Betrieb vorhandenen Insellösungen in ein neues CIM - Konzept eingebunden. Durch frühest mögliche Einbindung der Belegschaft konnten die erfahrungsgemäß hohen Schwellenängste der Mitarbeiter bei der Einführung neuer Automatisierungskomponenten weitgehendst abgebaut werden.

Frau Anita Kefeder erhielt die Auszeichnung für die „Fallstudie: Soziale und gesellschaftliche Aspekte bei der Einführung eines modernen EDV Konzeptes". Diese prämierte Arbeit kann dem Gebiet der Büroautomation zugeordnet werden und berichtet von der Einführung eines integrierten EDV - Konzepts in einem sozial tätigen Verein. Dabei wurde ein PC -Netzwerk für 50 Außendienststellen errichtet. Die Autorin war ein Monat lang mit der persönlichen Betreuung und Einschulung der überwiegend weiblichen Mitarbeiter tätig. Dabei galt ihr Hauptaugenmerk dem Abbau der Einstiegsängste gegenüber der neuen Materie Computer.

Die feierliche Übergabe des Preises an die Preisträger wurde von Herrn Univ.Doz. Dipl.-Ing. Kolm (GPA) durchgeführt und fand im Festsaal der Technischen Universität Wien statt. Unter Anwesenheit der Witwe von Prof. Margulies, Frau Paula Margulies, und zahlreicher Ehrengäste hielt Herr Sektionschef Dr. N. Rozsenich (BM für Wissenschaft und Forschung) eine Laudatio auf die Ausgezeichneten.

Die nächste Preisverleihung erfolgt am 11. Österreichischen Automatisierungstag (28. September 1995) im Rahmen der „viet 1995".

Nichtlineare Regelkonzepte für pneumatische Positionierantriebe

Gregor Puchhammer

Begutachter: Univ.Prof. Dr. H.P. Jörgl und Univ.Prof. P. Kopacek

In dieser Arbeit werden nichtlineare Regelstrukturen für die Positionsregelung von pneumatischen Servoantrieben untersucht. Um die auftretenden starken nichtlinearen Eigenschaften dieser Antriebe zu beherrschen, wird prinzipiell von zwei verschiedenen Ansätzen ausgegangen. Der erste Ansatz basiert auf der linearisierenden Eigenschaft rückgekoppelter Regelkreise. Dazu wird der Pneumatikantrieb funktionell in zwei Teile, einem mechanischen und einem pneumatischen Teil, zerteilt und in eine kaskadenartige Reglerstruktur eingebettet. Die durch diesen Schritt notwendig gewordenen Separationsbedingungen werden angegeben. Für die innere Regelschleife wird ein nichtlinearer Druckregler entworfen, der auf dem Prinzip der Bang-Bang Regelung basiert. Dieser zeichnet sich durch hervorragende Geschwindigkeit, Folgegenauigkeit als auch durch äußerste Robustheit aus. Methoden zur Verminderung des unsteten Stellsignalverlaufes ('chattering') werden untersucht, zeigen aber nicht die gewünschten Resultate. Als Regler für die Positions-Druck-Kaskade wird ein konventioneller Zustandsregler verwendet.

Der zweite Regelungsansatz basiert auf der Idee der globalen Linearisierung. Mit Hilfe der Lie-Algebra werden globale Diffeomorphismen berechnet, die eine exakte lineare Abbildung über den gesamten Betriebsbereich garantieren, sofern keine der notwendigen Existenzbedingungen verletzt ist. Anhand des vereinfachten mathematischen Modells mit und ohne Berücksichtigung der Ventildynamik werden die Transformationen für die Eingangs-Zustands-Linearisierung als auch für die Eingangs-Ausgangs-Linearisierung berechnet. Dies geschieht sowohl für das als Eingrößen- als auch als Mehrgrößensystem interpretierte Antriebsmodell. Nach Überprüfung von Involutivität, der Existenzbedingung nach Frobenius sowie einer eventuell auftretenden Null-Dynamik wird das transformierte System mit einem Tracking-Controller geregelt. Der Vorteil dieses Verfahrens liegt in der Anwendbarkeit linearer Regelstrukturen bei gleichbleibender Performance. Simulationen und Parameterstudien zeigen für beide untersuchte Regelkonzepte sehr gute Ergebnisse, die noch dazu wesentlich überschaubarer und teilweise auch einfacher sind, wenn sie mit den bisherigen tabellenorientierten Konzepten verglichen werden.

Ein graphisch-interaktives, PC-basiertes Simulationsprogramm für die Planung von Roboter-Montagezellen

Gernot Kronreif

Begutachter: Univ.Prof. Dr. P.Kopacek und Univ.Doz. Dr. Felix Breitenecker

Gerade in der Planung von roboterbestückten Fertigungssystemen läßt sich die Technik der Computersimulation vielfältig einsetzen. So stehen zum Beispiel dem Planer beim Entwurf eines Systems im allgemeinen mehrere Roboter zur Wahl. Durch Anwendung einer Simulationsstudie können die verschiedenen Möglichkeiten rasch und einfach bewertet werden. Weiters kann die Simulation zum interaktiven Entwurf des Zellenlayouts und zur optimalen Auswahl und Anordnung der einzelnen Zellenkomponenten dienen. All diese Fragestellungen werden Off-Line beantwortet - die reale Anlage wird dabei nicht beeinflußt bzw. behindert. Nachdem sowohl Roboter als auch Komponenten ausgewählt und geeignet in der Zelle plaziert sind, kann das Zellenmodell weiterverwendet werden. Die Simulation kann dabei z.B. zur Bahnplanung und -überprüfung eingesetzt werden. Ein ebenso bedeutendes wie weitverbreitetes Anwendungsgebiet der Roboter-Simulation ist die Aus- und Weiterbildung. Grundlagen der Robotik können durch Verwendung dieser Technik anschaulich und ohne Risiko von Beschädigungen gelehrt werden.

Diese Arbeit beschäftigt sich mit einem neuartigen, PC-gestützten und anwender-orientierten Simulationssystem für roboterbestückte Montagezellen. Das Werkzeug umfaßt zwei, voneinander unabhängige Programme. Das interaktive Modellbildungssystem ROMOBIL dient zur Definition des Layouts und zur Abbildung des Montageablaufs innerhalb einer CAD-Umgebung. Entsprechend dem Versuch, ein „low-cost" System zu entwickeln, wurde das CAD-Programm AutoCAD als Benutzer-Schnittstelle gewählt. Das zweite Teilsystem, der Simulator SITAR, wird zur Berechnung der Taktzeit des Fertigungsablaufes verwendet. Die Ausgabe der Resultate wird ergänzt durch eine 2D-Animation des Tool-Centre-Points des(r) Roboter(s). Der Simulator ist ebenfalls in das Programmpaket AutoCAD integriert.

Neben der detaillierten Beschreibung des entwickelten Simulationssystems ROMOBIL/SITAR werden in dieser Arbeit des weiteren allgemeine Aspekte der Robotersimulation diskutiert. Die Beschreibung eines Anwendungsbeispiels im Stil eines Tutorials, sowie Ausblicke auf mögliche Erweiterungen des Systems runden die Arbeit ab.

Professionelle Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern

Horst Wupper

414 Seiten, 333 Abbildungen und 45 Tabellen

Franzis-Verlag GmbH 1994, D - 85586 Poing

Das vorliegende Buch beschäftigt sich mit der auf Operationsverstärkern (OPV) aufbauenden Schaltungstechnik. Es werden alle für den Einsatz von Operationsverstärkern wichtigen Gesichtspunkte angesprochen. Nützliche Tips und Hinweise zum Schaltungsdesign runden den Umfang des Werks ab.

Das erste Kapitel beschäftigt sich mit den theoretischen Grundlagen und Kenngrößen der OPVs. Die wichtigsten Parameter werden sowohl in ihrem physikalischen Ursprung, als auch in ihren Auswirkungen und typischen Größen besprochen. Die Unterschiede zwischen den einzelnen inneren Schaltungsdesigns der OPVs und den daraus resultierenden Eigenschaften der Bauteile werden ebenfalls aufgezeigt.

Das nächste Kapitel erläutert die Grundschaltungen der OPV- Schaltungstechnik. Als Berechnungsgrundlagen werden immer die zugehörigen Formeln angegeben, die teilweise mit kurzer Ableitung versehen sind, wenn dadurch das Verständnis erleichtert wird. Die OPVs werden in diesem Kapitel als ideale Schaltungselemente angenommen.

Das nachfolgende Kapitel leitet vom idealen OPV zum realen Schaltungselement über. Anhand von Beispielen werden die einzelnen Effekte mit den zugehörigen Modellierungen des Realverhaltens vorgestellt. Ein großer Teil des Kapitels beschäftigt sich mit den Frequenzabhängigkeiten und -Kompensationsarten der OPVs. Auch hier werden vom Autor die Ergebnisformeln angegeben. Dem Rauschen des OPVs mit den zugehörigen Modellrechnungen wird ebenfalls spezielles Augenmerk gewidmet.

Das vierte Kapitel des Buches befaßt sich mit den praktischen Ausführungen von OPV-Anwendungen und stellt verschiedenste Schaltungen vor. Die wichtigsten Problempunkte und Lösungen beim Design der jeweiligen Schaltung werden besprochen und mit Beispielen unterlegt. Sehr ausführlich werden die unterschiedlichen Oszillator- und Filterkonzepte erläutert. Für die einzelnen Filtertypen werden Tabellen und zugehörige Formeln angeboten, die das Bestimmen der einzelnen Bauteilwerte vereinfachen.

Ein Abschnitt des Buches beschäftigt sich mit der Bildung der in der Regelungstechnik verwendeten Grundglieder. Auch hier werden die zur Berechnung notwendigen Formeln, die zur Bauteilauslegung benötigt werden, teilweise mit Ableitungen, angegeben.

Das letzte Kapitel des Buches beschäftigt sich mit der simulatorischen Berechnung der OPV-Schaltungen unter Zuhilfenahme des sehr verbreiteten Programmpaketes SPICE. Der Leser wird mit einfachen Beispielen beginnend mit dem Handling einer Simulation vertraut gemacht und erhält so einen Einblick in die moderne computerunterstützte Form des Schaltungsdesigns.

Dem Autor gelingt es, bei der Aufstellung der Formeln möglichst einfache Ergebnisse zu präsentieren, um den reinen Praktiker nicht durch unübersichtliche Ergebnisse zu überfordern, und dennoch alle notwendigen Berechnungen zu ermöglichen.

Persönliche Meinung:

Das vorliegende Buch ist ein sehr brauchbares Nachschlagewerk, das neben diversesten Schaltungskonzepten auch die dabei auftretenden Probleme und deren Lösungen präsentiert. Der alltägliche Bedarf eines Entwicklers wird vom Buch abgedeckt. Benötigt man nicht exakteste Ableitungen und beschränkt sich auf die Ergebnisformeln, die eine genaue Berechnung der vorgestellten Schaltungen ermöglichen, ist das vorliegende Buch sehr empfehlenswert.

Manche Spezialanwendungen wie Gyratoren o.Ä. sind zwar nicht enthalten, für den alltäglichen Bedarf des Entwicklers reicht das Buch aber sicherlich aus.

Niveau: HTL, Praktiker. Für Uni- Nachrichtentechnik eher zu wenig, für Vorlesungen für Maschinenbauer oder Elektrotechiker aber durchaus geeignet.

Würde mir das Buch bei vernünftigem Preis kaufen.

G. Krenn

Repetitorium Regelungstechnik, Band 2

H. Peter Jörgl

R. Oldenbourg Verlag; Wien; München 1994
155 Seiten. 214 Abbildungen. 7 Tabellen. 72 Beispiele. 66 Aufgaben.

Das vorliegende Repetitorium widmet sich einer Reihe häufig auftretender anwendungsnaher Aufgabenstellungen: Den Wurzelortskurven zum Reglerentwurf, der Störgrößenaufschaltung und Kaskadenregelung, der Zustandsraumdarstellung für Analyse und Entwurf von Regelungen, den nichtlinearen Regelungen mittels Phasenebene und Beschreibungsfunktion und schließlich digitalen Regelungen hinsichtlich äquivalenter kontinuierlicher Reglerübertragungsfunktion, Dead-beat-Verhalten und der Wahl der Abtastzeit.

Das Buch baut auf dem Band 1 des gleichnamigen Repetitoriums auf; auf dem Wissen nach dem Besuch einer universitären Grundvorlesung. Dem Charakteristikum eines Repetitoriums entsprechend wird ein gewisser Kernstoff konzentriert dargestellt, nicht aber lehrbuchartig hergeleitet und begründet. Der Stoff wird unmittelbar an didaktisch sorgfältig ausgewählten Beispielen angewendet. In ihm werden auch wichtige Parallelen hergestellt.

Erstaunlich ist, welche Stoff- und Beispielvielfalt auf so knappem Raum dargestellt werden konnte. Neben den durchgerechneten Beispielen enthält das Repetitorium auch vielfältige Aufgaben. Ihre Lösungen sind am Buchende angegeben. Ihre Auswahl und Darstellung ist als sehr gut und ausgewogen zu bezeichnen.

A. Weinmann

Regelungen: Analyse und technischer Entwurf

Band 1: Systemtechnik linearer und linearisierter Regelungen auf anwendungsnaher Grundlage

A. Weinmann

3. überarb. und erweiterte Auflage, Springer Verlag 1994

Das dreibändige Werk entstand aus jahrelangen Vorlesungen, die der Autor an der Technischen Universität Wien überwiegend für Studenten der Elektrotechnik und Elektronik gehalten hat. Es hat sich zwischenzeitlich international zu einem Standardwerk entwickelt. Dies zeigt sich auch darin, daß der erste Band nunmehr in der dritten Auflage vorliegt. Dieser ist den linearen und linearisierbaren Regelungen gewidmet. Zum Unterschied von vergleichbaren Lehrbüchern wird hier eine ideale Mischung zwischen elementaren Grundlagen und weitergehenden theoretischen Erkenntnissen angestrebt. Oberstes Prinzip dabei ist es jedoch die industrielle Anwendbarkeit der Verfahren und Methoden in den Vordergrund zu stellen. Neben den Grundlagen der Dynamik und Reglern technischer Systeme wird auf die Regelkreisanalyse im Zeit- und Frequenzbereich unter Einbeziehung der Zustandsraumverfahren eingegangen. Anhand von praktischen Beispielen werden verschiedene Regelstrecken und ihr Verhalten im Regelkreis behandelt, wobei auch nichttechnische Regelungen, wie volkswirtschaftliche, psychologische und soziologische ebenfalls Beachtung finden.

Als Beispiele dienen Regelstrecken des täglichen Lebens, wie Fahrzeuglenkung, Passagierflugzeug und CD-Plyayer, was die Anschaulichkeit sehr stark erhöht. Die Gerätetechnik wird durch Besprechung gängiger Stellglieder und Verstärker sowie Meßumformern betont. Ausführung und Dimensionierung von überwiegend elektronischen Reglern unter Einbeziehung digitaler Universalregler werden ebenfalls behandelt. Breiten Raum nehmen die Verfahren zum Entwurf von Regelkreisen ein. Identifikationsverfahren, Stabilität und Stabilitätsgüte, das Wurzelortskurvenverfahren, diskrete Regelungen und Steuerungen sowie Zuverlässigkeit und Redundanz von Automatisierungssystemen ergänzen dieses gelungene Grundlagenwerk der Regelungstechnik. Sehr verdienstvoll ist, daß das Sachregister zweisprachig (deutsch und englisch) abgefaßt ist.

Das Buch kann nicht nur den Studenten der Regelungstechnik, sondern auch den in der Praxis stehenden Ingenieur und Techniker wärmstens empfohlen werden. Zu seinem Verständnis sind allerdings grundlegende Kenntnisse der Elektrotechnik, wie sie die Studenten der Elektrotechnik, des Maschinenbaues und der Physik überlicherweise haben, erforderlich. Studenten und Ingenieure anderer Fachrichtungen können sich sehr leicht mit Hilfe eines Grundlagenwerkes der Elektrotechnik die nötigen Kenntnisse zum Verständnis der Beispiele aneignen.

Es bleibt zu hoffen, daß die nächsten Auflagen des zweiten und dritten Bandes ebenso gut gelingen wie die vorliegende des ersten Bandes.

P. Kopacek

Roboteranwendung für die flexible Fertigung

Herausgegeben von G.Pritschow, G. Spur, M Weck

183 Seiten, 107 Abbildungen und 2 Tabellen
Carl Hanser Verlag München Wien

Bei der Einführung von Roboteranwendungen in der Industrie ergeben sich zahlreiche Probleme, die dabei in verschiedenen Ebenen auftreten. Das vorliegende Buch bringt Resultate von vertiefenden Studien und Forschungen von spezifischen Bereichen der Entwicklung und Verwendung von Industrieroboter, befaßt sich mit ausgewählten Gebieten der Robotik und gibt Einblick in die jüngsten Entwicklungen sowohl im Hardware als auch im Softwarebereich.

Im ersten Kapitel wird ein dezentrales Steuerungskonzept für modulare Robotersysteme dargestellt. Damit kann eine Vereinfachung der mechanischen und elektrischen Schnittstellen zwischen Steuerung, Roboterantrieben und Peripheriegeräten erzielt werden. Eine vereinfachte Kabelführung und die damit erzielbare freie Konfigurierbarkeit der Gelenkantriebe und Achsenverbindungselemente hat Vorteile gegenüber der konventionellen zentralen Steuerungsstruktur. Die Komponenten führen zwar zu höheren Gerätekosten, senken allerdings die bei Aufbau, Inbetriebnahme und Wartung entstehenden Systemkosten. Bei dem vorgeschlagenen dezentralen Steuerungskonzept wird davon ausgegangen, daß der Antriebsverstärker (Regelungselektronik und Leistungsteil) im Gelenk integriert wird.

Das nächsten Kapitel behandelt ein Informationsübertragungskonzept für Industrieroboter. Besonderes Gewicht wird auf die Abwicklung des zyklischen Austausches der Soll- und Istdaten zwischen zentraler Steuerung und den Achsenreglermodulen gelegt. Hierbei wird eine Realisierung von optischen Drehübertragern für die berührungsfreie Datenübertragung über Dreh- und Schwenkgelenke demonstriert, wobei die physikalische Übertragungsstrecke für das serielle Bussystem in den Gelenken dargestellt wird.

Direktantriebe für Roboterachsen und ein fünfachsiger Direktantriebsroboter für Hochgeschwindigkeits- und Präzisionsaufgaben werden als nächste behandelt. Nach der Beschreibung der Roboterkonstruktion wird die Regelung und Steuerung gründlich analysiert. Es wird festgelegt, daß die Regelung der Antriebe mit relativ einfachen, robust ausgelegten Regelungsverfahren erfolgt. Damit läßt sich bereits ein Verhalten erzielen, das beim Einsatz von herkömmlichen Antriebssystemen nur mittels sehr aufwendiger Optimierung erreicht wird. Mit dem Einsatz von Regelungsverfahren höherer Ordnung werden erhebliche Verbesserungen der Genauigkeit, Wiederholgenauigkeit sowie der dynamischen Bahngenauigkeit erzielt. Zum sinnvollen Einsatz des vorgestellten Roboter ist eine Steuerung unerläßlich. Eine offene, modulare Multitasking-Steuerung wird dazu empfohlen.

Unter dem Kapitel Simulation der Dynamik von Industrieroboter wird eine Methode zur Simulation des Bewegungsverhaltens von Roboter vorgestellt. Diese Methode ist ohne weiteres auf die Simulation anderer mehrachsiger Maschinen mit geregelten und gekoppelten Antrieben übertragbar. Das vorgestellte Simulationssystem berücksichtigt die statischen und dynamischen Eigenschaften der simulierten Maschinen. Die Modellbeschreibung, die Erstellung der Bewegungsgleichungen, die Führungsgrößenvorgabe sowie das Simulationsmodell sind beschrieben. Es wird gezeigt, daß eine modulare Strukturierung des Simulationssystems den problemlosen Austausch einzelner Komponenten erlaubt. Am Beispiel eines 5-achsigen Gelenkarmroboters wird die Vorgehensweise exemplarisch aufgezeigt.

Eine Entwicklung und Realisierung von geeigneten Verfahren zur optimalen Bewegungsplanung für Industrieroboter nach dem Kriterium der minimalen Verfahrzeit wird nachfolgend beschrieben. Ein kinematisches und dynamisches Modell in Abhängigkeit vom Bahnparameter und ein Optimierungsprozess der Punkt -zu- Punkt-Trajektorien sind ebenso dargestellt. Eine entwickeltes Verfahren wurde im Rahmen eines Off-line-Programmiersystems als Prototyp realisiert und beschrieben. Das entwickelte Verfahren ermöglicht nicht nur eine Methode, um die Leistungsgrenzen von Industrieroboter besser auszunutzen, sondern auch eine Möglichkeit, um die Maschinenintelligenz im Hinblick auf eine rechnergestützte, aufgabenorientierte Programmierung zu steigern.

Um die kinematische Struktur, Getriebe und die elastischen Eigenschaften des Industrieroboters zu modellieren werden Kalibrationsverfahren eingesetzt. Die Ergebnisse der Forschungsarbeit über diese Problematik werden im siebenten Kapitel unter dem Titel Kinematische Modellierung und numerische Parameteridentifikation bei Industrieroboter geschildert.

Ein Beitrag aus dem Bereich der Sensorik befindet sich im Kapitel 8. Hier wird die Realisierung eines Laserscanners zur Kollisionsvermeidung von Industrieroboter beschrieben. Dieses Kollisionsschutzsystem kann zur Online-Kollisionvermeidung für Portalroboter bei hohen Geschwindigkeiten eingesetzt werden.

Die letzten drei Kapitel umfassen den großen Bereich der Roboterprogramierung. Unter anderen wird das Programmiersystem OPERA vorgestellt. Um den Programmierer zu entlasten und bei der Programstrukturierung und Dokumentation zu unterstützen sowie Zeitaufwand und Fehlerrate zu reduzieren, ist OPERA als Programmierhilfsmittel vorgesehen. Mittels der Unterstützung durch graphischen Symbole, den Top-Down-Entwurf, der automatischen Texterzeugung, einer MMS-Schnittstelle und weitreichender interner Dokumentationsmöglichkeiten steht das beschriebene Programmierwerkzeug dem Programmierer vor. Im wesentlichen kann man das System dort verwenden wo relativ komplexe Programme zu erzeugen sind. Weiters wird das Programmiersystem ARM, für eine automatische Erkennung, Programmierung und Ausführung der Montage modularer Spannvorrichtungen und ein Off-line Planungsverfahren für Bahnschweißaufgaben am Beispiel Schiffsbau beschrieben.

Als kurzer zusammenfassender Umriß kann somit festgestellt werden, daß vorliegendes Buch versucht erstens die Forschungsarbeit auf dem Gebiet der Robotertechnik vorzustellen und zweitens mit den verfügbaren Werkzeugen den Robotereinsatz in der Produktion zu unterstützen.

D. Noe

MIT SPS ERFOLGREICH AUTOMATISIEREN

Alfred Friedrich

307 Seiten, 208 Abbildungen und 32 Tabellen
Franzis-Verlag GmbH 1994, 85586 Poing

Der Einsatz von SPS (Speicher Programmierbare Steuerungen) auf dem Gebiet der Fertigungsautomatisierung ist heutzutage Stand der Technik. Die Steuerung von einfachen Handhabungsgeräten oder Sondermaschinen ist, bei entsprechender Kenntnis der Hard- und Software, leicht mit modernen SPS durchführbar.

Das vorliegende Buch widmet sich in erster Linie der Projektierung und der Programmierung von Schaltungen, wobei der Projektierung der breitere Raum gewidmet wird. Insgesamt wird viel Wert auf praxisnahe Beispiele gelegt. Es spricht daher vor allem Techniker und Ingenieure, aber auch Facharbeiter an, die sich in diese Techniken einarbeiten wollen.

Die beiden ersten Kapitel stellen eine Einführung in SPS-Technik dar. Beginnend mit den mathematischen Grundlagen werden zuerst die Darstellung und Vereinfachung der logischen Funktionen dem Leser nähergebracht. Anschließend werden Zeit-, Speicher- und Schiebeglieder erklärt, die die Grundlage für Programm- bzw. Zeitablaufsteuerungen bilden. Diese Art der Steuerung gelangt im Gegensatz zu den reinen kombinatorischen Steuerungen im Bereich der Fertigungsautomatisierung überwiegend zur Anwendung. Das zweite Kapitel bringt eine Einführung in die Programmierung dieser Grundstrukturen (UND, ODER, Zeitfunktionen etc.), die eine bitweise Verarbeitung darstellen, und leitet dann zur Wortverarbeitung über. Diese Wortverarbeitung wird benötigt, wenn neben den üblichen binären Signalen, analoge Größen (Temperatur, Druck) oder Zählfunktionen (Position, Anzahl) für die Automatisierungslösung notwendig sind. Die gesamte Einführung in die Programmierung wird an Hand der Programmiersprache STEP-5 durchgeführt.

Im dritten Kapitel werden an Hand von 4 Projektierungsverfahren,

- stellbefehlsorientierter Entwurf
- speicherminimierter Entwurf
- Taktkettenverfahren und
- Petrinetzmethode

die Grundlagen der Projektierung an einem Beispiel erklärt. Dabei wird großer Wert auf die Analyse des Steuerungsproblems, von der Anlagenskizze über die Funktionsbeschreibung bis zum Schaltfolgediagramm, gelegt. Etwas breiteren Raum nimmt die Erklärung der Petrinentzmethode ein, weil dies ein sehr neues Verfahren zur SPS-Programmierung darstellt. Besondere Vorteile bietet diese Projektiermethode bei Aufgaben, deren Programm durch bedingte Sprünge gekennzeichnet ist. Zur besseren Darstellung sind für dieses Verfahren auch mehrere Beispiele angegeben.

Im Kapitel 4 werden die im vorangegangenen Kapitel angegebenen Projektierverfahren an einigen Beispielen angewendet. Beginnend mit einfachen Beispielen wie Zuführeinrichtung, Stanzen etc. bis hin zu komplexeren Anwendungen (Sortierung in verschiedene Qualitätsklassen) werden dem Leser interessante Hinweise für ähnlich gelagerte Probleme nähergebracht.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, daß dieses Buch in der Praxis stehenden Technikern eine durch die vielen Beispiele gut dokumentierte Einführung in die Projektierung von Automatisierungslösungen mit SPS bietet.

R.Probst

PCMCIA optimal nutzen

Technische Grundlagen, Normen und Anwendungsmöglichkeiten; Prüfprogramme auf Diskette

Herrmann Strass

317 Seiten, 71 Abbildungen und 51 Tabellen
Franzis-Verlag GmbH 1994, 85586 Poing

Das vorliegende Buch beschäftigt sich ausführlich mit dem Begriff und der Bedeutung von PCMCIA der bei den Anwendern derzeit noch die unterschiedlichsten Assoziationen auslösen. Bei PCMCIA - Personal Computer Memory Card International Association - denken wohl die Meisten an die scheckkartengroßen Speichermodule für tragbare Kleinstcomputer. PCMCIA ist aber die Abkürzung für den internationalen Industrieverband, der sich mit der Normung und Verbreiterung von Speicherkarten in PC's beschäftigt. In weiterer Folge werden heute bereits PCMCIA-Karten für Speicher, E/A-Module, Datenübertragungsmodule, Harddisks, ... angeboten.

Das Buch ist in die Teile *Allgemeines, Technik, Anwendung, Referenz* und *Anhang* gegliedert, sodaß der Leser je nach Wissensstand oder Informationsbedarf gezielt Kapitel auswählen kann.

Das erste Kapitel zeigt einen kurzer geschichtlichen Überblick, gefolgt von einer einführenden Erläuterung der Systemstruktur (sowohl hardwareseitig als auch softwareseitig). Einer kurzen Marktanalyse und ein Überblick über die PCMCIA-Standards folgt eine für den Einsteiger sehr nützliche Beschreibung der wesentlichsten Fachausdrücke. Kapitel 2 präsentiert dem Leser kurz die derzeitigen relevanten Normen.

Im zweiten Abschnitt werden die Hardwarespezifikationen und die gesamte Software-Architektur erläutert. Den Abschluß bilden spezielle PCMCIA-Card Funktionen und ein Ausblick auf weitere Entwicklungen. Im Bereich der Hardwarespezifikationen werden die Abmessungen, mech. und elektirsche Parameter genauso wie die Schnittstellen (Signale, Timing, Kartenfunktionen, usw.) erläutert. Im Bereich der Softwarearchitektur werden die einzelnen Schichten (Socket-, Card- und Client-Services) vorgestellt und das Zusammenspiel erläutert.

Der dritte Abschnitt erläutert die Anwendungsbereiche dieses Standards. Diese erstrecken sich von Halbleiterspeichern über Plattenspeicher und Kommunikationsanschlüsse bis hin zu ersten Ansätzen im Bereich der Software-Sicherheit (Kopierschutz, Verschlüsselung etc.).

Der vierte Teil stellt einen Veruch dar, eine möglichst breite Referenz über die derzeitig verfügbaren Technischen Daten zu geben, da es keine exakte Definition gibt, welche und wieviele Daten in einem Datenblatt erscheinen sollen.

Das vorliegende Buch bietet eine gute Zusammenstellung der im Bereich PCMCIA notwendigen Begriffe, Normungen und momentanen Anwendungsmöglichkeiten, und ist daher bestens geeignet für alle jene, die PCMCIA-Karten einsetzen oder einsetzen wollen. Die Informationen über die Grundlagen und Feinheiten in diesem Bereich, die der Leser aus diesem Buch gewinnt, werden Ihm helfen, den Einsatz dieser scheckkartengroßen Kärtchen effizienter zu gestalten.

R.Probst

Ein Institut stellt sich vor:

Institut für Regelungstechnik und elektrische Antriebe der Johannes Kepler Universität Linz

KURT SCHLACHER, WOLFGANG AMRHEIN

Das Institut für Regelungstechnik und elektrische Antriebe der technisch–naturwissenschaftlichen Fakultät der Johannes Kepler Universität Linz wurde im Dezember 1992 errichtet. Es gliedert sich in die beiden Abteilungen *Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung* sowie *Leistungselektronik und elektrische Antriebe.* Das Institut ist derzeit im Gebäude BG01 am Gelände der Vöest untergebracht. Die Abteilung Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung ist mit einem ordentlichen Universitätsprofessor, drei Universitätsassistenten, einem freien Mitarbeiter und zwei allgemein Bediensteten besetzt. Die Abteilung Leistungselektronik und elektrische Antriebe befindet sich in der Phase des Aufbaues, sie umfaßt seit Oktober 1994 einen ordentlichen Universitätsprofessor, die Besetzung der Stellen von drei Universitätsassistenten und zwei allgemein Bediensteten wird im Laufe des Jahres 1995 erfolgen.

Abteilung für Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung

Lehrtätigkeit:

Die Abteilung betreut die Ausbildung in Automatisierungs– und Regelungstechnik des Studiums der Mechatronik. Der Pflichtteil umfaßt dabei derzeit fünf Vorlesungen, vier Übungen und ein Praktikum. Im Wahlfachtopf Automatisierungstechnik werden sechs Vorlesungen, vier Übungen, zwei Praktika und zwei Seminare abgehalten. Privatissima und spezielle Dissertantenseminare ergänzen das Ausbildungsangebot. Im Pflichtteil wird eine solide Grundausbildung angestrebt, die durch den Einsatz rechnergestützter Methoden der linearen Algebra und der der Computeralgebra ergänzt wird. Im Wahlfachtopf wird der Studierende an anspruchsvolle und aktuelle Forschungsgebiete herangeführt. Es muß im Rahmen der Mechatronik nicht besonders betont werden, daß auf Interdisziplinarität und fachübergreifende Themenauswahl besonderer Wert gelegt wird. Die Anwendungsnähe der Lehre wird durch die in enger Zusammenarbeit mit industriellen und forschungsorientierten Unternehmen durchgeführten Diplomarbeiten und Dissertationen bestens belegt.

Forschungsaktivitäten

Die Aktivitäten der Abteilung zielen insbesonders auf die Regelung technischer Systeme und die Automatisierung industrieller Prozesse ab. Sie lassen sich dabei grob in folgenden Punkten angeben.

Modellbildung:

In einem Modell wird das Wissen über das zu regelnde Objekt zusammengefaßt. Mathematische Modelle bieten dazu eine besonders effiziente Möglichkeit, und sie sind daher vielfach der Ausgangspunkt eines effizienten Systementwurfes. Basierend auf Computeralgebrasystemen verfügt die Abteilung über eine Modellbibliothek technisch relevanter Prozesse, die laufend erweitert wird.

Prozeßidentifikation

Ist eine mathematische Modellbildung für einen technischen Prozeß basierend auf den Grundgesetzen zu aufwendig oder nicht durchführbar, kann man mit der Prozeßidentifikation zum Ziel gelangen. An der Abteilung werden dazu Algorithmen für zeitkontinuierliche und zeitdiskrete Systeme entwickelt, die numerische mit symbolischen Verfahren kombinieren. Daraus folgt einerseits eine enge Verbindung zu der oben erwähnten Modellbibliothek, andererseits werden damit auch Fälle abgedeckt, die für rein numerische oder symbolische Methoden zu komplex sind.

Lineare Systeme:

Die linearen Systeme bilden das Rückgrat der klassischen Regelungstechnik. Dank der Methoden des H_2–, H_∞–Entwurfes und der μ–Analyse ist nun auch der Reglerentwurf selbst in vielen Fällen automatisierbar. An der Abteilung werden dazu Algorithmen und anwendungsorientierte Entwurfssysteme entwickelt. So ist am Beispiel von Piezostrukturen gezeigt worden, daß diese Methoden den Entwurf verteiltparametrischer Systeme wesentlich vereinfachen und praxisgerechten Robustheitsforderungen gerecht werden.

Nichtlineare Systeme:

Infolge der großen Fortschritte dringt die Theorie nichtlinearer Systeme vom Bereich der Hochtechnologie in die industrielle Anwendung vor. An der Abteilung werden dazu mathematische Verfahren für Regelungen und dazupassende Computeralgebra gestützte Entwurfssysteme entwickelt. Anhand elektrischer Antriebe mit schaltenden Energiewandlern und chemischer Anlagen ist die Tauglichkeit der Methoden nachgewiesen worden.

Fuzzy–Regelungen, neuronale Netze:

Fuzzy und neuronale Netze gehören zu den prominentesten Vertretern der nicht modellgestützten Verfahren. An der Abteilung werden diese Methoden laufend an Hand von Regelungsproblemen aus der Praxis erprobt und weiterentwickelt.

Mechatronische Systeme:

Intelligente elastische Strukturen wie Aktoren auf Basis von Piezoeffekten oder magnetostriktiver Erscheinungen sind ein neues Gebiet, das in Kooperation mit den Instituten der Mechatronik Linz erforscht wird. Der Beitrag der Abteilung hiezu besteht vor allem in der Regelung dieser Aktoren, mit deren Hilfe erst das gewünschte Verhalten erzielt werden kann.

Simulation dynamischer Systeme:

Zur Simulation dynamischer Systeme stehen an der Abteilung neben den Standardwerkzeugen auch Eigenentwicklungen zur Verfügung. Als Beispiel für das letztere sei hier ein System zur Simulation des Stofftransportes bei Papierprozessen genannt.

So leitet das System aus einer einfachen, graphischen Beschreibung des Problems mittels symbolischer Methoden den für die nachfolgende numerische Lösung optimierten Satz von Modellgleichungen her.

Hydrodynamische Systeme:
Die Analyse großer hydrodynamischer Systeme wie Fernwärmenetze ganzer Städte wird vor allem durch ihre Komplexität erschwert. Die Abteilung verfügt über Systeme, die aus einer graphischen Beschreibung, die Simulationsgleichungen selbständig herleiten und diese numerisch lösen. Diese Eigenentwicklung wird laufend erweitert und an neue Problemstellungen angepaßt.

Laufende Industriekooperationen

Von den Kooperationen der Abteilung mit der Industrie seien hier beispielhaft nachfolgende herausgegriffen: Magnetostriktive Aktoren, Temperaturregelung für das Spritzen von Kunststoffelementen, Regelungen für Walzgerüste, Simulationssysteme für das Kühlen von Verbrennungskraftmaschinen, etc.

Publikationstätigkeit

Die Veröffentlichungen der Abteilung seit ihrer Gründung Ende 1992 umfassen Fachvorträge sowie Beiträge zu Konferenzen und Fachzeitschriften und sind dem nächsten Institutsbericht zu entnehmen. Zusätzlich zu den obigen Veröffentlichungen ist noch 1993 ein Buch von Herrn Univ.Doz. Anton Hofer und Herrn Prof. Dr. Felix Gausch und des Berichterstatters in zweiter Auflage erschienen.

Abteilung für Leistungselektronik und elektrische Antriebe

Lehrtätigkeit

Von der Abteilung werden grundlegende und vertiefende Ausbildungsbeiträge aus den Bereichen elektrische Maschinen, Leistungselektronik, Mikroprozessorelektronik und Feinwerktechnik angeboten. Dies erfolgt in Form von Vorlesungen, Seminaren, Übungen, Praktika und Diplomarbeiten. Ein angestrebtes Ziel ist es, den Hörern eine möglichst praxisnahe Ausbildung in der elektrischen Antriebstechnik zu vermitteln. Es werden deshalb Aufgaben- und Problemstellungen aus dem Entwicklungs- und Forschungsbereich der Industrie aufgegriffen und gemeinsam mit den Studierenden bearbeitet. Eine besondere Bedeutung kommt hierbei der systematischen, qualitäts- und kostenorientierten Vorgehensweise beim Lösen der Aufgaben zu. Für die Berechnung und Auslegung der Antriebselemente, sowie der zugehörigen Signal- und Leistungselektronik werden leistungsfähige Simulations- und Designwerkzeuge bereitgestellt.

Forschungsaktivitäten

Die elektrische Antriebstechnik befindet sich derzeit in einem Neuerungsprozeß. Der Wettbewerb mit Fernost, die jüngste wirtschaftliche Rezession, sowie strengere Gesetzgebungen führen zu veränderten und sehr stark kostenorientierten Antriebslösungen. Die entwicklungstechnische Herausforderung stellt sich dabei in der Aufgabe, die funktionellen Eigenschaften des Produktes, wie Betriebscharakteristik, Baugröße, Lebensdauer, elektromagnetische Verträglichkeit etc., unter günstigeren Herstellkosten zu verbessern. Um auf längere Sicht eine marktwirtschaftliche Führungsposition auf dem Antriebssektor zu behaupten, ist es unumgänglich auch verstärkte Grundlagenforschung als Basis innovativer Produktkonzepte für mechanische und elektronische Antriebskomponenten zu betreiben.

Ziel der Abteilung wird es deshalb sein, hierzu in Form neuer Lösungsansätze im Bereich der elektrischen Antriebe, der Leistungselektronik und deren Applikationsfelder einen Beitrag zu leisten. Eine wichtige Rolle kommt hierbei der Systemoptimierung zu. Sie erfordert das genaue Abstimmen der Funktionen von Antriebsaggregat und Ansteuerelektronik aufeinander. Beispielsweise kann es heute wirtschaftlicher sein, anstelle von mechanisch hochpräzisen Motoren, fertigungstechnisch sehr einfache Motoren zu realisieren und das mangelhafte Betriebsverhalten durch eine angepaßte Antriebselektronik zu korrigieren. Begünstigt wird diese Variante durch die Verfügbarkeit von hochintegrierten elektronischen Bausteinen mit niedrigen Herstellkosten. Weitere Forschungsaktivitäten der Abteilung sind im Bereich der numerischen Optimierung von elektronisch gesteuerten Maschinen, der Realisierung schneller Leistungssteller und der automatisierten Prüfstandstechnik für den Kleinmotorensektor geplant.

Schriftverkehr

Institut für
Regelungstechnik und elektrische Antriebe
der Johannes Kepler Universität Linz
Altenbergerstraße 69, A–4040 Linz Auhof

O.Univ–Prof. Dr. Kurt Schlacher

Abt: Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung
Tel: (0732)-2468-9730
Fax: (0732)-51-0-86
email: Schlacher@Regeltech.mechatronik.uni-linz.ac.at

O.Univ–Prof. Dr. Wolfgang Amrhein

Abt: Leistungselektronik und elektrische Antriebe
Tel: (0732)-2468-9715
Fax: (0732)-51-0-86
email: amrhein@Regeltech.mechatronik.uni-linz.ac.at

Ausschreibung

des

Fred Margulies-Preises

für Forschungsarbeiten auf dem Gebiet der

Automatisierungstechnik

mit besonderer Berücksichtigung der sozialen Aspekte

Anläßlich des zehnjährigen Bestehens des IFAC-Beirates Österreich verleiht dieser jährlich zusammen mit der Gewerkschaft der Privatangestellten den Fred-Margulies-Preis. Der Preis wird für hervorragende österreichische Arbeiten auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik mit besonderer Berücksichtigung der sozialen Aspekte bei ihrer Einführung in Betrieben verliehen. Kriterien für die Bewertung sind im wesentlichen Innovationsgehalt, Wissenschaftlichkeit, wirtschaftliche Bedeutung sowie Interdisziplinarität des Ansatzes und insbesondere soziale Relevanz. Der Preis in der Höhe von

öS 60.000,-- pro Jahr

wird je zur Hälfte von den beiden Stiftern geleistet und wird von einer Jury vergeben, welcher neben Persönlichkeiten aus Wissenschaft und Wirtschaft auch Vertreter der Gewerkschaft angehören. Der Fred Margulies-Preis wird vom Leiter der Forschungssektion des Bundesministeriums für Wissenschaft und Forschung, im Rahmen des "Österreichischen Automatisierungstages" verliehen. Dieser findet heuer am 28. September im Rahmen der Messeveranstaltung „viet" statt.

Eingereicht können Studien werden, welche innerhalb der letzten 5 Jahre in Österreich abgeschlossen wurden. Diese Arbeiten sind bis spätestens 30. Juni 1995 in Form einer Studie in dreifacher Ausfertigung sowie einer Kurzfassung (max. 10 Seiten) in dreifacher Ausfertigung beim

Generalsekretariat des IFAC-Beirates c/o Institut für Handhabungsgeräte- und Robotertechnik) der Technischen Universität, Floragasse 7a, 1040 Wien

einzureichen.

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

Automatisierungstechnik im Dialog

Aussteller-Seminare als Informations-Drehscheibe bei der INTERKAMA 95

Dipl.Ing. Fritz Schreiner
Direktor der Mannesmann AG, Vorstandsmitglied der Arbeitsgemeinschaft INTERKAMA

Die INTERKAMA ist von jeher eine Fachmesse des Dialogs zwischen Herstellern, Anwendern und Wissenschaftern. Begründet ist das in der hohen Komplexität und im rasanten Forschritt in der Meß- und Automatisierungstechnik für die Verfahrensindustrie, Energietechnik und Umweltindustrie; den gewichtigen Endbenutzer-Zielgruppen des INTERKAMA-Angebots.

Die Mikrominiaturisierung in der Sensorik, die Ablösung der Analogtechnik durch die Digitaltechnik in der Elektronik, die damit verbundene steigende Bedeutung der Informationstechnik zur Prozeßdatenerfassung, -verarbeitung und -übertragung sowie die Fortschritte in den Methoden der Regelung und Steuerung (z.B. modellbasierte adaptive Regelung, Fuzzy Logik, Neuronale Netze) geben zusätzliche Impulse für neue Anwendungen und wecken das besondere Interesse der Messebesucher.

Schließlich sollen die neuen Produkte, Problemlösungen und Erkenntnisse dem Anwender helfen, Produktionsprozesse so auszurüsten, daß er flexibel auf die Nachfrage am Markt reagieren, die Produktivität und Qualität verbessern sowie einen hohen Sicherheitsgrad und die zuverlässige Einhaltung ökologischer Rahmenbedingungen garantieren kann.

Eine unter diesen Aspekten entwickelte Geräte- und Systemtechnik in Hardware und Software am Messestand umfassend zu demonstrieren ist keine leichte Aufgabe. Wenn gar im Dialog mit dem Messebesucher Fragen nach Automatisierungskonzepten und Automatisierungsstrukturen für bestimmte Anwendungsbranchen, nach dem Verhältnis von Aufwand zu Nutzen beim Einsatz verschiedener Systeme, nach Art und Aufwand der Projektierung von Geräten und Systemen und nach Wartung und Instandhaltung zu beantworten sind, dann mag eine vertiefende Weiterführung der Gespräche in einer anderen Form und in einem anderen Rahmen sinnvoll sein.

Ein mit solch weitergehenden Fragen befaßter Dialog mit Messebesuchern aus dem Anwenderkreis kann im Rahmen der INTERKAMA-Aussteller-Seminare geführt werden. Traditionell finden diese Seminare, die zum Charakter der INTERKAMA gehören, zur Zeit der Messe auf dem Messegelände statt. Die INTERKAMA bietet allen Ausstellern, die solche Seminare durchführen und Kunden dazu einladen wollen, geeignete Räume und das erforderliche Umfeld.

Zum Dialog gehören Hersteller und Anwender. Soll der Dialog fruchtbar sein, müssen beide Seiten zu einem Austausch an Gedanken, Ideen und Problemlösungen kommen können. Die INTERKAMA-Aussteller-Seminare sind dazu das geeignete Forum im aktuellen Ablauf dieser Fachmesse. Hier können Anwender ihre Anforderungen an die Geräte- und Systemtechnik den Herstellern kundtun, können Hersteller auch über die für sie maßgebenden Entwicklungstrends sprechen. Software-Produkte können eingehender als auf dem Ausstellungsstand erklärt werden, neue Methoden an Anwendungsbeispielen im Hinblick auf den zu erwartenden Nutzen verdeutlicht werden. Die Aussteller-Seminare gewähren den gezielten Blick „hinter die Kulissen". Sie ergänzen die Exponmate, sie vertiefen das Verständnis für Produkte und Problemlösungen.

Je umfangreicher und vielgestaltiger die Meß- und Automatisierungstechnik wird, desto mehr Dialog ist zwischen Ausstellern und Besuchern gefragt. Das zeigt die Nachfrageentwicklung nach Informationen, die über das hinausgehen, was auf den Ausstellungsständen gezeigt wird. In den Aussteller-Seminaren kann diese Information ohne Verzug geboten werden.

"Intelligente" Roboter

Kostenloser Lehrgang

Roboter benötigen für ihre „Intelligenz" nach wie vor Fachleute, die sie programmieren. Die Methoden dazu entstammen der Automatisierungstechnik; eine Wissenschaft, die sich speziell mit CAD/CAM-Systemen, mit mikrorechnerbestückten Steuerungen, Regelungen und Prozeßleitsystemen beschäftigt. Dieses Spezialwissen und einen Einblick in die "Fabrik der Zukunft" vermittelt ein einsemestriger Speziallehrgang "Automatisierung" in der "HTL im Zentrum".
Hier wird Absolventen von HTLs oder Praktikern mit gleichwertigen Kenntnissen die Möglichkeit geboten, sich in diesem "High-tech" Fachgebiet weiterzubilden. Der Lehrgang ist kostenlos, findet an vier Abenden pro Woche statt und dauert ein Semester. „Automatisierung" ist ein Modul des 6-semestrigen Lehrgangs "Automations- und Informationstechnik" und beginnt am 20.Februar 1995.
Anmeldungen und Auskünfte an der HTL Wien I, Schellinggasse 13, 1010 Wien, in der Direktionskanzlei Tel.51579/Dw.112 oder in der Abteilung BM, (Abteilungsvorstand Dipl.Ing. Laurer) Dw. 510.

Ausbildung zum Engineering Manager

Executive Education Program

Im Frühjahr 1995 bzw. Herbst 1995 startet das komplett neue Ausbildungsprogramm *„Engineering Management Executive Education Program"*. Diese erstmals in Europa angebotene Form der Weiterbildung wurde in Zusammenarbeit der TU Wien, der Oakland University und der Wissenschaftlichen Landesakademie für Niederösterreich entwickelt und richtet sich an in der Praxis stehende Techniker, Wirtschaftsfachleute, Juristen und Selfmade-Manager.
In naher Zukunft und vorallem in Hinblick auf die Wettbewerbsfähigkeit in der EU wird in Klein- und Mittelbetrieben der vollausgebildete Engineering Manager in der Führungsebene gefragt sein.
Aufgrund der Berufstätigkeit der angesprochenen Zielgruppe wurde ein Modulsystem - an Wochenenden - mit starker Praxisorientierung gewählt. Die Vortragenden bestehen mindestens zur Hälfte aus Europa, wobei als Unterrichtssprache Englisch verwendet wird. Der Kurs selbst findet in Krems, Wien und Rochester (USA) statt und kann mit dem amerikanischen „Master of Science" degree abgeschlossen werden.

Rückfragehinweis für beide Programme erhalten Sie bei o.Univ. Prof. Dr. Peter Kopacek
TU-Wien Tel: 504 18 35, Fax: DW 9

Datum	*Veranstaltung*	*Ort*	*Weitere Informationen erhältlich bei:*
20.4.-21.4.95	CIRP/IFAC/IFIP/INNS Workshop on Learning in Intelligent Manufacturing	*Budapest, H*	Dr. Laszlo Monostori, MTA SZTAKI HAS, POB 63, H-1518 Budapest, Hungary FAX: (+36) 1 1667503
9.5.-12.5.95	IMACS/IFAC Symposium: Mathemat. Modelling and Simulation in Agriculture and Bio-Industries	*Brussels, B*	M'SABI'95 Symp., c/o Lab. Automatique U.L.B., CP 165 50, av F.D. Roosevelt, B-1050 Brussels, Belgium FAX: (+32) 2 650 2677 Email: labauto@labauto.ulb.ac.be
10.5.-13.5.95	IFAC Workshop Control Applications in Marine Systems CAMS 95	*Trond-heim, N*	AProf. Thor I. Fossen, CAMS-95 Secr., Dept. of Engg. Cybernetics, Norw. Inst. of Technology N-7034 Trondheim, Norway FAX: (+47) 73594399 e-mail: tif@itk.unit.no
14.5.-17.5.95	IFAC/EFB Intl. Conference Computer Applications in Biotechnology	*Garmisch-Parten-kirchen*	DECHEMA e.V., Att.: Conference Office CAB 6 POB 150104 D-60061 Frankfurt/Main FAX: (+49) 69/7564-201
29.5.-31.5.95	IFAC/IFIP Workshop Artificial Intelligence in Agriculture	*Wagen-ingen, NL*	Prof. A. Udink ten Cate Agricultural Research Dept. (DLO-NL) Centre de Born, POB 59 NL-6700 AB Wageningen, Netherlands FAX: (+31) 8370/24060
31.5.-2.6.95	IFAC Workshop Algorithms and Architectures for Real-Time Control - AARTC'95	*Ostend, B*	AARTC '95 c/o BIRA, Desguinlei 214, B-2018 Antwerp Belgium FAX: (+32) 3/2160689 Email: 100045.2621@CompuServe.COM
7.6.-9.6.95	IFAC Symposium (4th) Dynamics and Control of Chemical Reactors, Distillation Columns and Batch Processes, DYCORD '95	*Helsingor, DK*	DYCORD '95 c/o Danish Automation Society Symbion Science Park Fruebjergvej 3, DK-2100 Copenhagen, DK FAX: (+45) 31205521 Email: symbjeba@inet.uni-c.dk
12.6.-13.6.95	IFAC Workshop On-Line Fault Detection and Supervision in the Chemical Process Industries	*Newcastle UK*	Prof. Julian Morris University of Newcastle upon Tyne Dept. of Chemical & Process Engg. Newcastle upon Tyne NE1 7RU, UK FAX: (+44) 912611182 Email: julian.morris@uk.ac.newcastle
12.6.-14.6.95	IFAC Conference (2nd) Intelligent Autonomous Vehicles	*Espoo, Finland*	IAV '95 Secretariat c/o Finnish Society of Automation, Asemap SF-00520 Helsinki, Finland FAX: (+358) 0/1461650
14.6.-16.6.95	IFAC Symposium Adaptive Systems in Control and Signal Processing - ACASP '95	*Budapest, H*	Prof. L. Keviczky Computer and Automation Inst., HAS POB 63, H-1518 Budapest, Hungary FAX: (+36) 1 1667503 Email: h10kev@huella.bitnet

6.7.-8.7.95	RAA'95: International Workshop on Robotics in Alpe-Adria Region	*Pörtschach*	Prof. P. Kopacek Institut für Handhabungsgeräte u. Robotertechnik Floragasse 7a, 1040 Wien Tel.: 0222/504 18 35, FAX: 0222/504 18 35 9 Email: raa95@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at
10.7.-14.7.95	IFIP/IFAC/IFORS Conference (17th) System Modelling and Optimization	*Prague, CZ*	Dr. J. Dolezal, Inst. of Info. Theory and Automation, UTIA, POB 18 CZ-18208 Prague, Czech Republic FAX: (+42) 2/824755 Email: ifip@utia.cas.cz
11.7.-13.7.95	IFAC/IFORS/IMACS Symposium (7th) Large Scale Systems: Theory and Applications	*London, UK*	LSS'95 Secretariat, Control Engg. Centre City University, Northampton Square London EC1V 0HB, UK FAX: (+44) 71/477 8568 Email: lss95@city.ac.uk
14.8.-16.8.95	ASME/IEEE/IFAC Intl. Conference Recent Advances in Mechatronics	*Istanbul, TR*	Prof. Okyay Kaynak Bogazici University, Dept. of EE UNESCO Chair on Mechatronics 80815 Bebek - Istanbul, Turkey FAX: (+90) 212/2575030 Email: kaynak@vs6410.cc.boun.edu.tr
5.9.-8.9.95	1995 European Control Conference (in Ko-operation mit IFAC)	*Rome, I*	ECC '95 Secretariat D I S, Univ. d. Studi di Roma "La Sapienza" Via Eudossiana 18, I-00184 Rome, Italy FAX: (+39) 6/44/585367
19.9.-20.9.95	IFAC Workshop Human Oriented Design of Advanced Robotic Systems	*Wien*	Prof. P. Kopacek Institut für Handhabungsgeräte u. Robotertechnik Floragasse 7a, 1040 Wien Tel.: 0222/504 18 35, FAX: 0222/504 18 35 9 Email: dars@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at
25.9.-28.9.95	IFAC Symposium (5th) Automated Systems Based on Human Skills	*Berlin*	VDI/VDE GMA Graf Recke Str. 84 D-40239 Duesseldorf, Germany FAX: (+49) 211/6214-161
28.9.1995	11. Österreichischer Automatisierungstag	*Wien*	Prof. P. Kopacek Institut für Handhabungsgeräte u. Robotertechnik Floragasse 7a, 1040 Wien Tel.: 0222/504 18 35, FAX: 0222/504 18 35 9 Email: e318@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at
29.9.-1.10.95	IFAC Conference Supplemental Ways for Improving International Stability - SWIIS	*Wien*	Dr. Alois Frotschnig Institut für Handhabungsgeräte u. Robotertechnik Floragasse 7a, 1040 Wien Tel.: 0222/504 18 35, FAX: 0222/504 18 35 9 Email: swiis@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at