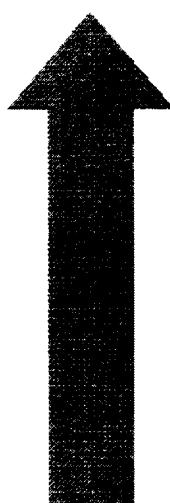
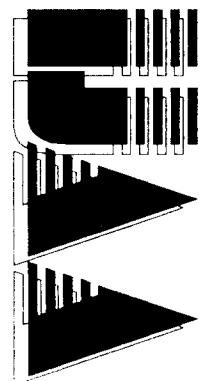


INTERNATIONAL JOURNAL

HEFT 2

Jg. 4, (1996)

AUTOMATION AUSTRIA



<i>INHALT</i>	<i>Seite</i>
WEINMANN, A. H _∞ Faculty of Engineering [REDACTED]	73
VARVER [REDACTED]	
Artificial Intelligence Methods in Simulation Modeling, and Identification	104
SCHLAGLICH [REDACTED]	118
DISSERTATIONSKURZFASSUNG	134
BUCHBESPRECHUNG	140
VORSCHAU	141
EIN INSTITUT SIELLT SICH VOR Institut für Regelungstechnik der TU Graz	142
VERANSTALTUNGSKALENDER	144

H_∞ FACILITIES IN ROBUST CONTROL

Alexander Weinmann, ÖVE, Senior Member IEEE,
Vienna University of Technology

October 4, 1996

Keywords: Robust stability, robust performance, multivariable systems, robust tracking

Abstract

The H_∞ methodology as a very powerful method for designing robust control systems is presented, only preassuming basic knowledge in control engineering. Analysis and design procedures for robust stability and robust performance are carried out in detail. The linear plant models and linear controllers are summarized in frequency domain, state-space and its tabular representation. The H_∞ algorithms are applied on several examples with full particulars.

1 Introduction

The aim of the tutorial presentation is to provide key considerations concerning robust control with a minimum effort in abstract mathematics, only based on transfer matrices, state-space fundamentals and the topology of control systems.

Apart their dynamics, plants are characterized by uncertainties of their structure and parameters, taken into account by a perturbed transfer function $\mathbf{G}_p(s)$ instead of the nominal $\mathbf{G}(s)$. The uncertainties also comprise unmodeled dynamics.

Uncertainties are introduced either input output oriented, i.e., unstructured, with no reference to the source; or element or entry oriented, i.e., associated with each real parameter of the system. Unstructured uncertainties are transfer functions and hence dependent on frequency, in general.

As presented in the following sections, H_∞ theory minimizes the maximum magnitude of frequency response while H₂ synthesis minimizes the mean square (of time or frequency domain response, or even as a response to stochastic inputs) and is based on areas below a square integrable function.

If plants were free of uncertainties one could often omit feedback control and feedforward control would suffice. But no practical system is free of uncertainty. Small uncertainties can be neglected when control systems with medium-size performance requirements are designed. For big uncertainties, care has to be taken on minimizing their influence on the closed-loop stability and performance. Optimal relations should be considered in these cases. Carrying out robust control design in frequency domain is a comprehensive and illustrative method.

H₂ (L₂) synthesis yields control algorithms (e.g., LQR, Linear Quadratic Regulator), which are very sensitive to plant parameter uncertainties because synthesis is based on

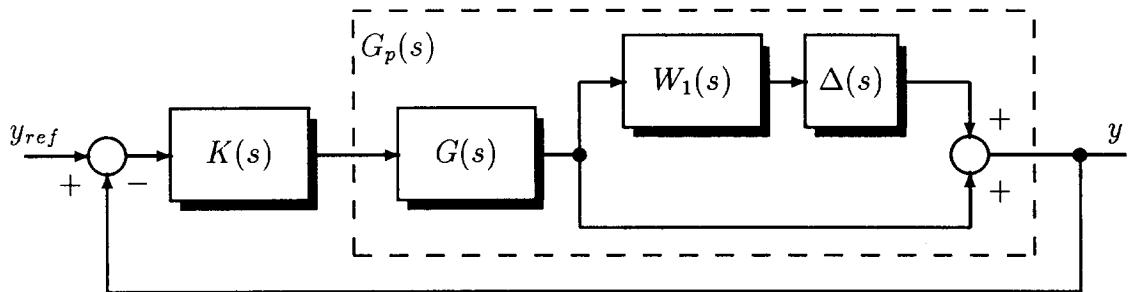


Figure 1: Control system with multiplicative uncertainty

areas. H_∞ synthesis is based on peak magnitudes of frequency response and is well suited for robust control and for taking care of constraints.

2 Simple Robust Single Input Single Output Control

For the purpose of introduction, some provisional considerations seem adequate. Referring to Fig. 1, a SISO plant is considered containing a multiplicative uncertainty $W_1(s)\Delta(s)$. For simplicity, the controller is $K(s) = k$ and is to stabilize the closed loop robustly. The uncertainty $\Delta(s)$ is stable and subject to the constraint $\max_\omega |\Delta(j\omega)| \leq 1$, a complex variable of amount 1. An assumption is

$$G(s) = \frac{2}{s-1} \quad W_1(s) = \frac{0,1}{1+0,05s}. \quad (1)$$

In which range of k is robust stability guaranteed?

According to Nyquist stability criterion one has

$$k G_p(j\omega) \stackrel{\Delta}{=} k G(j\omega)[1 + W_1(j\omega)\Delta(j\omega)] \neq -1. \quad (2)$$

The worst parameter constellation is given at the frequency $\omega = 0$, $\Delta = -1$ and it follows $k \neq 5/9$. Referring to the fact that the open loop has one unstable pole at $+1$, the final result is $k > 5/9$.

Using Small-gain Theorem, one has

$$\max_\omega |T(j\omega)W_1(j\omega)| < 1, \quad (3)$$

where $T(s)$ corresponds to the nominal target transfer function $T(s) = \frac{K(s)G(s)}{1+K(s)G(s)}$, i.e., from the reference input y_{ref} to the desired variable output y .

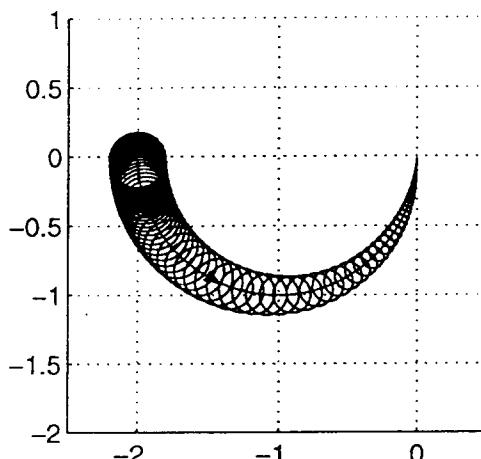


Figure 2: Nyquist characteristics of $F_o(j\omega)$ for $k = 1$

For the nominal system, $\Delta = 0$, one has

$$T(s) = \frac{2k}{2k-1+s} \quad \text{and} \quad T(s)W_1(s) = \frac{2k}{2k-1+s} \frac{0.1}{1+0.05s}. \quad (4)$$

Inserting into Eq.(3) results in

$$\left| \frac{0.2k}{2k-1} \right| < 1 \quad \sim \quad k > \frac{5}{9}. \quad (5)$$

Referring to Eq.(3), the control system can be subdivided into two parts in cascade, i.e., the nominal control system $T(s)$ and the uncertainty $W_1(s)\Delta(s)$ on the one hand or $W_1(s)T(s)$ and $\Delta(s)$ on the other hand.

The effect of the uncertainty is a complex number represented by a unity disc. In the open-loop characteristic, the uncertainty turns out as a disc with radius 0.2 for $k = 1$, resulting from the fact that $W_1(s)$ possesses a circle of diameter 0.1 as a frequency plot and the numerator of $G(s)$ is 2.

The series connection of the elements $K(s)$, $G(s)$ and $1 + W_1(s)\Delta(s)$ determines $F_o(s)$ for the Nyquist plot. Finally, $F_o(j\omega)$ is responsible for stability, as a complex variable from the origin to the interior of a disc with radius 0.1, i.e., $F_o(j\omega)$ is a band of a thickness resulting from W_1 and Δ , see Fig. 2.

The characteristic of $F_o(j\omega) = K(j\omega)G(j\omega)[1 + W_1(j\omega)\Delta(j\omega)]$ for $k = 1$ is depicted in Fig. 2.

3 Robust Stability for Multivariable Control

3.1 Structure of the System for Additive Type Uncertainty

In Fig. 3a the case of a MIMO systems is considered with additive (parallel) uncertainty ΔG . One finds

$$-\mathbf{K}(\mathbf{G}\mathbf{u} + \mathbf{v}) = \mathbf{u} \quad \sim \quad -(\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{K}\mathbf{v} = \mathbf{u}, \quad (6)$$

leading to Fig. 3b or 3c if the identity $(\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{K} \equiv \mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}$ is applied.

The transfer matrix $-(\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{K}$ represents the transfer function of that part of the control system which is seen from the viewpoint of the uncertainty, from \mathbf{v} to \mathbf{u} . Except the sign, this transfer function corresponds to a transfer function in the nominal case ($\Delta G \equiv 0$), if in Fig. 3a the input $\mathbf{0}$ is replaced by \mathbf{y}_{ref} , from \mathbf{y}_{ref} to the controlling variable \mathbf{u}

$$(\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1}\mathbf{K}\mathbf{y}_{ref} = \mathbf{u}. \quad (7)$$

3.2 Robust Stability

From Small-gain Theorem, or from Eq.(32), stability is guaranteed if (in sufficient¹ sense)

$$\sigma_{\max}[\Delta G \cdot [-\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}]] < 1 \quad \Leftarrow \quad \sigma_{\max}[\Delta G] \cdot \sigma_{\max}[-\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}] < 1 \quad \forall \omega \in \mathcal{R}. \quad (8)$$

Since $\sigma_{\max}[\mathbf{K}^{-1}] \equiv 1/\sigma_{\min}[\mathbf{K}]$, presupposing \mathbf{K}^{-1} exists,

$$\sigma_{\max}[\Delta G] < \frac{1}{\sigma_{\max}[\mathbf{K}(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}]} = \sigma_{\min}[(\mathbf{I} + \mathbf{GK})\mathbf{K}^{-1}] \quad \forall \omega \quad (9)$$

$$\sigma_{\max}[\Delta G] < \sigma_{\min}[\mathbf{K}^{-1} + \mathbf{G}] \quad \left\{ \begin{array}{l} \doteq \sigma_{\min}[\mathbf{G}] \quad \omega \ll \omega_D \\ \doteq \frac{1}{\sigma_{\max}[\mathbf{K}]} \quad \omega \gg \omega_D \end{array} \right. \quad (10)$$

where ω_D is the crossover frequency. The result is illustrated in Fig. 4; the region of admissible $\sigma_{\max}[\Delta G]$ is given by the region below the hatched line.

¹Corresponding to a maximum loop gain of Eq.(20) smaller unity and to the submultiplicative property $\|\mathbf{GH}\|_\infty \leq \|\mathbf{G}\|_\infty \cdot \|\mathbf{H}\|_\infty$. (Other Hardy norms are not submultiplicative.)

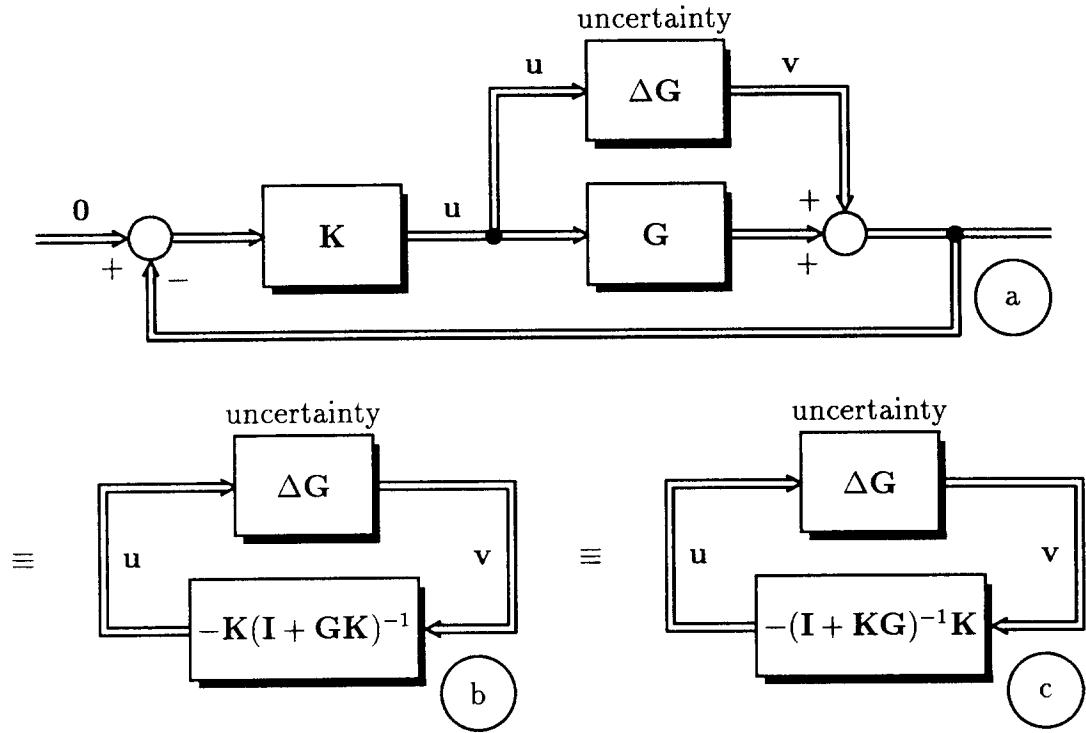


Figure 3: Control system from the viewpoint of the uncertainty

From Fig. 4 those cases, which allow for high extent of uncertainty under stable operation, can be immediately recognized: (i) $\sigma_{\min}[G]$ close to $\sigma_{\max}[G]$ for low frequencies, i.e., good conditioned plant; (ii) high $1/\sigma_{\max}[K]$, i.e., low gain in the controller. Hence, stable operation under high uncertainties and high accuracy are in contradiction.

3.3 Multiplicative Type Uncertainty

For multiplicative and output-associated uncertainty, it results $G_p = (I + \Delta L_o)G$ instead of $G_p = G + \Delta G$. The uncertainty matrix ΔG in Fig. 3a has to be replaced by $\Delta L_o \cdot G$. Then, ΔL_o is connected in series to $-GK(I + GK)^{-1}$ and one has

$$\sigma_{\max}[\Delta L_o] < \frac{1}{\sigma_{\max}[GK(I + GK)^{-1}]} = \sigma_{\min}[(I + GK)(GK)^{-1}] . \quad (11)$$

As a consequence,

$$\sigma_{\max}[\Delta L_o] < \sigma_{\min}[I + (GK)^{-1}] \quad \left\{ \begin{array}{ll} \doteq \sigma_{\min}[I] = 1 & \omega \ll \omega_D \\ \doteq \frac{1}{\sigma_{\max}[GK]} & \omega \gg \omega_D \end{array} \right. . \quad (12)$$

3.4 Introducing Closed-Loop Properties

When the sensitivity function $S(s)$ or the complementary sensitivity function $T(s)$ (target control function) should be involved, i.e.,

$$S(s) \triangleq (I + GK)^{-1} \rightsquigarrow e = Sy_{ref} \quad (13)$$

$$T(s) \triangleq GK(I + GK)^{-1} \equiv (I + GK)^{-1}GK \rightsquigarrow y = Ty_{ref} \equiv (I - S)y_{ref} , \quad (14)$$

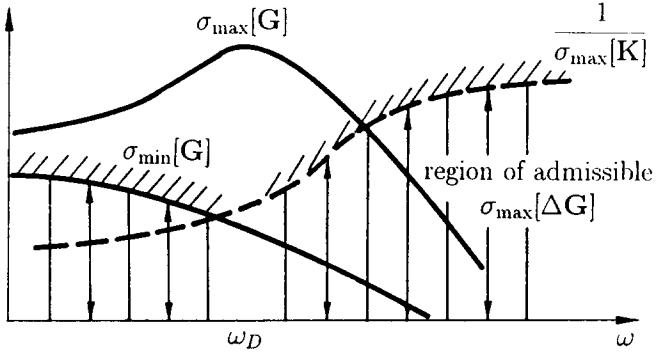


Figure 4: Region of the admissible singular value of the uncertainty

one has the result

$$\sigma_{\max}[\Delta L_o] < \frac{1}{\sigma_{\max}[T(s)]} \quad \forall \omega. \quad (15)$$

3.5 H_∞ Norm

Using the H_∞ norm by referring to Eq.(20), the extension $\forall \omega$ above can be omitted and

$$\sup_{\omega} \sigma_{\max}[\Delta L_o] \triangleq \|\Delta L_o\|_{\infty} < \frac{1}{\|T(s)\|_{\infty}}. \quad (16)$$

Being confronted with the H_∞ norm², recalling the meaning of the H_∞ norm seems adequate. In frequency domain, the multivariable system is characterized by the relations given by the matrix-valued transfer function $G(s)$ and the vector-valued signals $u(s)$ and $y(s)$

$$y(s) = G(s)u(s). \quad (19)$$

The definition

$$\|G(s)\|_{\infty} \triangleq \sup_{\omega} \sigma_{\max}[G(s) |_{s=j\omega}] \quad (20)$$

²Summarizing function spaces yields: The domain L_i(v₁, v₂) or H_i(v₁, v₂) is defined with respect to an independent variable v₁ and a dependent variable (function) v₂.

Hardy space H₂(t ∈ R, G ∈ C) is a subspace of the Hilbert space (Lebesgue space) L₂(t ∈ R, G ∈ C), being zero for t < 0 and, hence, being representative for causal systems. H₂(jω ∈ jR, G(s) ∈ C) is the space of analytic functions in $\Re \{s\} > 0$, characterized by satisfying

$$\sup_{\sigma>0} \int_{-\infty}^{\infty} \text{tr } G^H(\sigma + j\omega) G(\sigma + j\omega) d\omega < \infty, \quad (17)$$

i.e., matrix-valued H₂ transfer functions G(s) are stable and are strictly proper (zero for high ω). For H₂ see also Eqs.(129) through (130). H_∞(s ∈ C, G(s) ∈ C^{m×n}) is characterized by

$$\|G\|_{\infty} \triangleq \sup_s \sigma_{\max}[G(s)] < \infty \quad \forall \Re \{s\} > 0 \quad (18)$$

whereas L_∞(jω ∈ jR, G ∈ C^{m×n}) is the space of bounded functions $\|G\|_{\infty} \triangleq \sup_{\omega} \sigma_{\max}[G(j\omega)] < \infty$. The norms both define the maximum energy gain over frequency and are identical for non-constant functions analytic in the right-half s-plane according to the Maximum-Modulus Principle. L-norms only exist on the imaginary axis, H-norms for any s.

is not the only one³. An identical result for the H_∞ norm is based on the following relation⁴ using the H_2 norm $\|\cdot\|_2$

$$\|\mathbf{G}(s)\|_\infty^2 = \sup_{\mathbf{u}} \frac{\|\mathbf{y}(t)\|_2^2}{\|\mathbf{u}(t)\|_2^2} = \sup_{\mathbf{u}} \frac{\int_0^\infty \mathbf{y}^T(t) \mathbf{y}(t) dt}{\int_0^\infty \mathbf{u}^T(t) \mathbf{u}(t) dt}. \quad (27)$$

This expression represents the maximum gain for the signal energy, the maximum energy of the output for any input signal $\mathbf{u}(t)$ with limited energy unity⁵. Hence, there is the illustrative relation

$$\sup_{\mathbf{u}} \{\|\mathbf{y}(t)\|_2 : \|\mathbf{u}(t)\|_2 \leq 1\} = \|\mathbf{G}(s)\|_\infty. \quad (30)$$

For any signal $\mathbf{u}(t)$ with H_2 norm unity, the energy of the output $\mathbf{y}(t)$ never exceeds the H_∞ norm of the transfer function $\|\mathbf{G}\|_\infty$. Using the H_∞ norm of the transfer function, the above arbitrary property of the signal \mathbf{u} is admissible, i.e., the details of the functional

³The spectral or Hilbert norm

$$\|\mathbf{G}\|_s \stackrel{\Delta}{=} \sup_{\mathbf{x} \neq 0} \frac{\|\mathbf{G}\mathbf{x}\|_F}{\|\mathbf{x}\|_F} \equiv \sup_{\|\mathbf{x}\|_F=1} \|\mathbf{G}\mathbf{x}\|_F \quad (21)$$

is equal to the maximum singular value, as well. The singular values are given by the definition $\sigma_i[\mathbf{G}] \stackrel{\Delta}{=} +\sqrt{\lambda_i[\mathbf{G}^H \mathbf{G}]} \quad \forall i = 1, 2, \dots, n$ and are real positive numbers and even true for rectangular matrices. For $\mathbf{G} \in \mathcal{C}^{n \times n}$ there are n singular values. The maximum and minimum singular value are bounds of the generalized gain, i.e.,

$$\sigma_{\max}[\mathbf{G}(s)] \equiv \|\mathbf{G}(s)\|_s \geq \frac{\|\mathbf{G}(s)\mathbf{x}(s)\|_F}{\|\mathbf{x}(s)\|_F} \geq \sigma_{\min}[\mathbf{G}(s)]. \quad (22)$$

Altogether, there are three definitions equivalent to each other.

⁴The L_i norm, $L_i(t \in \mathcal{R}, y \in \mathcal{C})$ is defined as

$$\|y(t)\|_i \stackrel{\Delta}{=} \left[\int_{-\infty}^{\infty} |y(t)|^i dt \right]^{(1/i)}. \quad (23)$$

In time domain ($v_1 = t$), the 2-norm represents the square root of the integral of the squared signal or of the energy associated with the signal. Such signals are denoted $\in L_2$.

The space $L_\infty(t \in \mathcal{R}, y \in \mathcal{C})$ is characterized by the property that L_∞ signals have to fulfil the limited ∞ -norm

$$\|y(t)\|_\infty \stackrel{\Delta}{=} \sup_t |y(t)|, \quad (24)$$

e.g., being utilized for the expression of constraints.

The limits for $i \rightarrow \infty$ can be illustrated as follows: Using $\max_t |y(t)| - \varepsilon \stackrel{\Delta}{=} v$

$$\|y(t)\|_\infty = \lim_{i \rightarrow \infty, \varepsilon \rightarrow 0} \left(\int_{-\infty}^{\infty} |y(t)|^i dt \right)^{(1/i)} = \lim_{i \rightarrow \infty, \varepsilon \rightarrow 0} (v^i \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|y(t)|^i}{v^i} dt)^{(1/i)} = \quad (25)$$

$$= \lim_{i \rightarrow \infty, \varepsilon \rightarrow 0} (v^i \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt)^{(1/i)} = \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} v = \max_t |y(t)|. \quad (26)$$

Introducing $\delta(t)$ is sensible because signals of amplitude smaller than v pale into insignificance besides v when being raised to the power of infinity.

⁵Proof: Using Parseval theorem, one has

$$\|y(t)\|_2 \stackrel{\Delta}{=} \left[\int_0^\infty |y(t)|^2 dt \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_{-\infty}^{\infty} Y(j\omega) Y(-j\omega) d\omega \right]^{\frac{1}{2}} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) U(j\omega) G(-j\omega) U(-j\omega) d\omega \right]^{\frac{1}{2}} \quad (28)$$

$$\|y(t)\|_2 \leq \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left[\max_\omega |G(j\omega)| |G(-j\omega)| \right]^{\frac{1}{2}} \left[\int_{-\infty}^{\infty} U(j\omega) U(-j\omega) d\omega \right]^{\frac{1}{2}} \sim \|y(t)\|_2 \leq \|\mathbf{G}(s)\|_\infty \|u(t)\|_2. \quad (29)$$

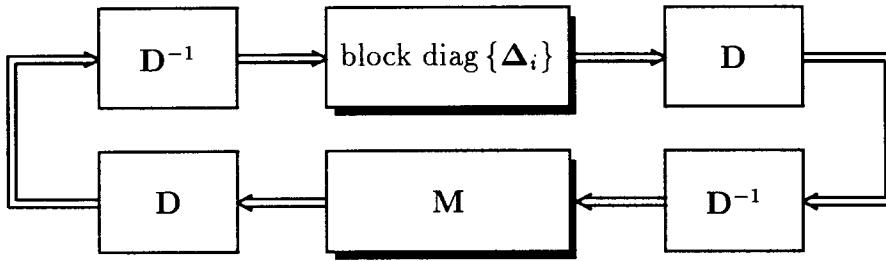


Figure 5: Diagonal scaling

dependence of the signal are superfluous, the only property needed is the limited energy of the signal.

3.6 Generalizing the Viewpoint of the Uncertainty

Generalization in Eqs.(9) and (11), using Δ and M , yields

$$\sigma_{\max}[\Delta] < \frac{1}{\sigma_{\max}[M]} \quad \forall \omega \quad \rightsquigarrow \quad \boxed{\|\Delta\|_\infty \cdot \|M\|_\infty < 1} \quad (31)$$

where M is the transfer matrix of the nominal system seen from the viewpoint of the uncertainty, in both cases of additive and multiplicative uncertainty and Δ is the uncertainty ΔG or ΔL_o .

For general stability considerations, the rationale for equating the result on Small-Gain Theorem and Nyquist criterion goes as follows, see, e.g., Weinmann, A., 1995, Vol.2, Eqs.(5.89) and (5.94). Hence, the open-loop transfer matrix $F_o(s)$ corresponds to the unperturbed system M or T and is presupposed stable as the property of the unperturbed system. The plot $\det[I + F_o(j\omega)]$ must not encircle the origin, or the sum of encirclements of $\lambda_i[F_o]$ must not encircle $(-1, j0)$. Finally, no encirclements occur

$$\text{if } \max |\lambda_i[F_o]| < 1 \quad \forall \omega \quad \text{or} \quad \sigma_{\max}[M] < 1 \quad \forall \omega . \quad (32)$$

3.7 Block Diagonal Orientation and Diagonal Scaling

As depicted in an example in Fig. 6, according to appropriate transposing operations of the uncertainties Δ_1 and Δ_2 , the uncertainty is block oriented. The maximum singular value without block structure would admit uncertainties in matrix positions where uncertainties do not take place in reality. Neglecting the block structure would cause too conservative results. Hence, improved bounds can be provided by the restriction to diagonal uncertainty

$$\Delta = \text{block diag } \{\Delta_i\} . \quad (33)$$

An additional improvement results from scaling, i.e., from replacing M by DMD^{-1} . Originally, from Eq.(31) and considering $DD^{-1} = I$,

$$\sigma_{\max}[\Delta] = \sigma_{\max}[\text{block diag } \{\Delta_i\}] < \frac{1}{\sigma_{\max}[M]} \quad \forall \omega . \quad (34)$$

Referring to the identity transformation of Fig. 5 and using an arbitrary block diagonal matrix $D \in \mathcal{D}$,

$$\sigma_{\max}[D [\text{block diag } \{\Delta_i\}] D^{-1}] < \frac{1}{\sigma_{\max}[DMD^{-1}]} \quad \forall \omega \quad (35)$$

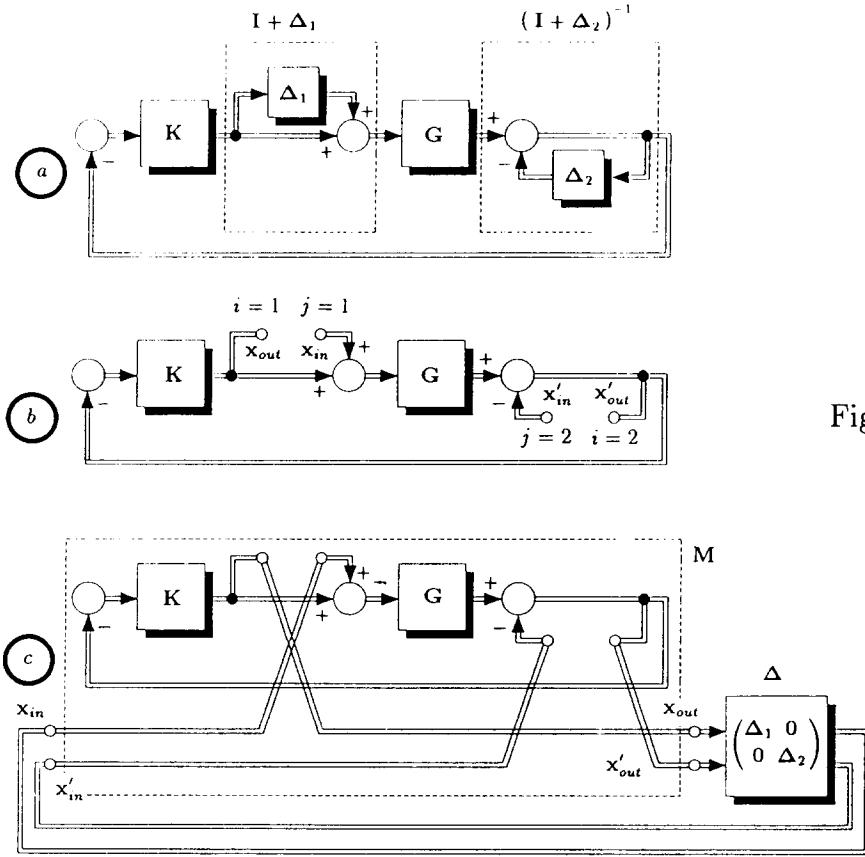


Figure 6: Block diagonal uncertainty

and, finally,

$$\sigma_{\max}[\text{block diag}\{\Delta_i\}] < \frac{1}{\inf_{\mathbf{D}} \sigma_{\max}[\mathbf{DMD}^{-1}]} \quad \forall \omega. \quad (36)$$

This process is denoted as D-scaling. It is an interesting improvement if varying of \mathbf{D} yields a smaller $\sigma_{\max}[\mathbf{DMD}^{-1}]$. The aim is to find \mathbf{D} such that the uncertainty may be maximum. This permits the search of $\inf_{\mathbf{D}}$ in the denominator.

3.8 μ Analysis

In proceeding within Eq.(8), some sufficiency is included, resulting in an inaccuracy and conservatism. A precise formulation is given by structured singular value $\mu_D[\mathbf{M}]$ due to Doyle, J.C.,

$$\mu_D[\mathbf{M}] \triangleq \left[\inf_{\Delta \in \Delta_{bd}} \{ \sigma_{\max}[\Delta] \mid \begin{array}{l} \text{subject to} \\ \det(\mathbf{I} - \mathbf{M} \cdot \Delta) = 0 \end{array} \} \right]^{-1} \quad (37)$$

$$\mu_D[\mathbf{M}] \triangleq 0 \quad \text{if no solution above exists.} \quad (38)$$

The inverse $\frac{1}{\mu_D[\mathbf{M}]}$ is that singular value of the uncertainty which corresponds to the smallest destabilizing block diagonal uncertainty. A similar result is due to Safonov, M.G., 1982.

Since Δ is block diagonal, $\sigma_{\max}[\Delta] = \max_i \sigma_{\max}[\Delta_i]$, i.e., $\sigma_{\max}[\Delta]$ is given by the largest singular value within the block diagonal structure.

Keep in mind that μ_D is an improvement of $\sigma_{\max}[\cdot]$ valuating the block-diagonal structure of the uncertainty. Now, for the uncertainty limit Δ , the result turns out as

$$\sigma_{\max}[\Delta] < \frac{1}{\mu_D[M]} \quad \forall \omega \quad \text{or} \quad \|\Delta\|_\infty < \frac{1}{\sup_\omega \mu_D[M]} \quad \rightsquigarrow \quad \boxed{\|\Delta\|_\infty \cdot \sup_\omega \mu_D[M] < 1} \quad (39)$$

3.9 Uncertainty Scaling

By uncertainty scaling

$$\Delta = L^{-1}(s)\Theta(s)R(s), \quad (40)$$

the weighting matrices L and R can be drawn into and included in the so-called generalized plant, hence $\sigma_{\max}[\Theta(s)] = \|\Theta(s)\|_s \leq 1 \quad \forall \omega$ can be assumed. Therefore, from Eq.(39) and after having applied uncertainty scaling, one has

$$\sup_\omega \mu_D[\bar{T}] \sigma_{\max}[\Theta] < 1 \quad \Leftarrow \quad \boxed{\sup_\omega \mu_D[\bar{T}(s)] < 1}. \quad (41)$$

In short, \bar{T} is M including weights.

3.10 Bounds for the μ Norm

Considering an unitary matrix (satisfying the relation $U^{-1} = U^H$) and the set of unitary matrices \mathcal{U} , the important lower and upper bound exist as follows: The property

$$\max_{U \in \mathcal{U}} \rho_s[UM] = \mu_D[M] \leq \inf_{D \in \mathcal{D}} \sigma_{\max}[DMD^{-1}] \quad (42)$$

can be used to estimate $\mu_D[M]$ where ρ_s is the spectral radius (the maximum modulus of the eigenvalues).

Since the stability condition is $\sup_\omega \mu_D[M(j\omega)] < 1$ it must be avoided that an estimate relation “ $\hat{\mu}_D$ smaller than μ_D ” is obtained. If $\hat{\mu}_D > \mu_D$ is obtained, then $\hat{\mu}_D[M(j\omega)] < 1$ is sufficient for the true solution Eq.(41). Hence, the right-hand inequality in Eq.(42) is a safer estimate than the left-hand equality because the left-hand side maximization with respect to the unitary matrix U is likely to achieve *local* maxima and to fail the global maximum.

The right-hand inequality in Eq.(42) becomes an equality if there are only three or fewer blocks ($n_D \leq 3$) and if, in addition, the blocks are not repeated ($m_j = 1 \quad \forall j = [1, n_D]$). It can be shown that the minimization problem involved is always convex. The minimization has to be taken with respect to $n_D - 1$ parameters d_j in D , only, irrespective of the block size.

Hence, a sufficient and adequate robust stability condition is

$$\|\Delta\|_\infty \cdot \inf_{D \in \mathcal{D}} \sup_\omega \sigma_{\max}[DMD^{-1}] < 1 \quad \boxed{\|\Delta\|_\infty \cdot \inf_{D \in \mathcal{D}} \|[DMD^{-1}]\|_\infty < 1}. \quad (43)$$

4 Generalized Plant and Controller

Referring to Fig. 7, consider the generalized plant $\bar{G}(s)$ and the controller $K(s)$, both in frequency domain, but $\bar{G}(s)$ in its state-space tabular representation as given by

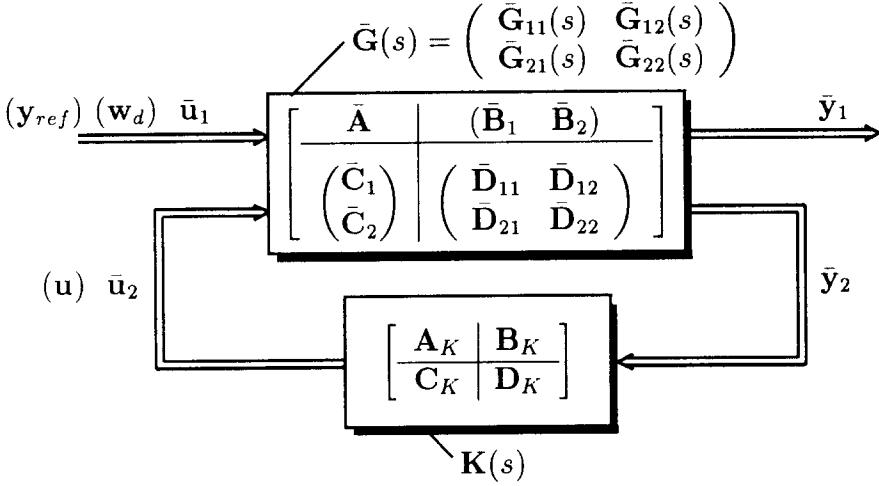


Figure 7: Generalized plant including weighting functions and controller

$$\bar{G}(s) = \begin{array}{c} \text{OUT} \\ \text{PUT} \end{array} \begin{matrix} \dot{x} \\ \bar{y}_1 \\ \bar{y}_2 \end{matrix} \left[\begin{array}{ccccc} I & N & P & U & T \\ x & \bar{u}_1 & \bar{u}_2 \\ \hline \dot{x} & \bar{A} & \bar{B}_1 & \bar{B}_2 \\ \bar{y}_1 & \bar{C}_1 & \bar{D}_{11} & \bar{D}_{12} \\ \bar{y}_2 & \bar{C}_2 & \bar{D}_{21} & \bar{D}_{22} \end{array} \right] \quad (44)$$

$$G(s) = \left[\begin{array}{c|cc|cc} & x & \bar{u}_1 & \bar{u}_2 \\ \hline \dot{x} & \bar{A} & \bar{B}_1 & \bar{B}_2 \\ \bar{y}_1 & \bar{C}_1 & \bar{D}_{11} & \bar{D}_{12} \\ \bar{y}_2 & \bar{C}_2 & \bar{D}_{21} & \bar{D}_{22} \end{array} \right] \triangleq \left[\begin{array}{c|c} \bar{A} & \bar{B} \\ \bar{C} & \bar{D} \end{array} \right] \triangleq \left[\begin{array}{c|cc} \bar{A} & \bar{B}_1 & \bar{B}_2 \\ \hline \bar{C}_1 & \bar{D}_{11} & \bar{D}_{12} \\ \bar{C}_2 & \bar{D}_{21} & \bar{D}_{22} \end{array} \right] \quad (45)$$

or

$$\bar{G}(s) \triangleq \begin{pmatrix} \bar{G}_{11}(s) & \bar{G}_{12}(s) \\ \bar{G}_{21}(s) & \bar{G}_{22}(s) \end{pmatrix}. \quad (46)$$

Including the controller⁶ $\mathbf{K}(s)$ operating, and the plant $\bar{G}(s)$ in its generalized version and tabular state-space representation, the combined generalized target transfer matrix $\bar{\mathbf{T}}(s)$

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \bar{G}_{11} + \bar{G}_{12}\mathbf{K}[\mathbf{I} - \bar{G}_{22}\mathbf{K}]^{-1}\bar{G}_{21} \quad (47)$$

is obtained. This structure is denoted as the lower fractional representation. The target transfer matrix relates the generalized input \bar{u}_1 to the generalized output \bar{y}_1 in s -domain

$$\bar{y}_1(s) = \bar{\mathbf{T}}(s)\bar{u}_1(s) \quad \text{or}^7 \quad \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \bar{\mathbf{T}}(s)\bar{u}_1 = \bar{\mathbf{T}}(s)\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix}. \quad (48)$$

The second output \bar{y}_2 is used as an internal feedback variable feeding the controller $\mathbf{K}(s)$, see Fig. 7. In most cases, \bar{u}_2 coincides with the original controlling variable $\mathbf{u}(s)$.

⁶For the sake of structural symmetry, the input \bar{u}_2 is valued by positive sign although in control theory the feedback signal from the controller is connected with negative sign, e.g., in Figs. 9 and 11. Hence, $\mathbf{K}(s)$ in Fig. 7 differs in sign from $\mathbf{K}(s)$ in Figs. 9 or 11.

⁷The vector-valued signals \bar{u}_1 and \mathbf{u}_1 must not be changed by mistake.

The signal \bar{u}_1 is a generalized input, operating as a reference or disturbance⁸. The controller is given by

$$\mathbf{K}(s) \triangleq \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_K & \mathbf{B}_K \\ \hline \mathbf{C}_K & \mathbf{D}_K \end{array} \right] \quad (49)$$

where care has to be taken to the sign of \mathbf{B}_K and \mathbf{D}_K (e.g., negative feedback in Figs. 9 and 11). Then, the transfer matrix $\bar{\mathbf{T}}(s)$ in tabular state-space representation is

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\begin{array}{c|c} \left(\begin{array}{cc} \bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{B}}_2 \Sigma_2 \mathbf{D}_K \bar{\mathbf{C}}_2 & \bar{\mathbf{B}}_2 \Sigma_2 \mathbf{C}_K \\ \mathbf{B}_K \Sigma_1 \bar{\mathbf{C}}_2 & \mathbf{A}_K + \mathbf{B}_K \Sigma_1 \bar{\mathbf{D}}_{22} \mathbf{C}_K \end{array} \right) & \left(\begin{array}{c} \bar{\mathbf{B}}_1 + \bar{\mathbf{B}}_2 \Sigma_2 \mathbf{D}_K \bar{\mathbf{D}}_{21} \\ \mathbf{B}_K \Sigma_1 \bar{\mathbf{D}}_{21} \end{array} \right) \\ \hline (\bar{\mathbf{C}}_1 + \bar{\mathbf{D}}_{12} \Sigma_2 \mathbf{D}_K \bar{\mathbf{C}}_2 & \bar{\mathbf{D}}_{11} + \bar{\mathbf{D}}_{12} \Sigma_2 \mathbf{D}_K \bar{\mathbf{D}}_{21}) \end{array} \right] \quad (50)$$

or rewritten using abbreviations

$$\bar{\mathbf{T}}(s) \triangleq \left[\begin{array}{c|c} \check{\mathbf{A}} & \check{\mathbf{B}} \\ \hline \check{\mathbf{C}} & \check{\mathbf{D}} \end{array} \right] \quad (51)$$

where

$$\Sigma_1 \triangleq (\mathbf{I} - \bar{\mathbf{D}}_{22} \mathbf{D}_K)^{-1} \quad \Sigma_2 \triangleq (\mathbf{I} - \mathbf{D}_K \bar{\mathbf{D}}_{22})^{-1}. \quad (52)$$

5 H_∞ Norm and Binary Search Algorithm

Given the matrix-valued transfer function of the target transfer resulting from Fig. 7 and/or Eq.(47) and Eq.(50), abbreviated in its state-space tabular representation in Eq.(51). Consider the problem of limiting the maximum gain $\|\bar{\mathbf{T}}\|_\infty$, e.g., from disturbance input to the plant output as an interesting problem alternative to H_2 . Cooperating with the plant \mathbf{G} , the H_∞ controller \mathbf{K} is defined as that controller \mathbf{K} which guarantees $\|\bar{\mathbf{T}}\|_\infty < \gamma_B$. Irrespective of ω , the maximum energy gain of $\bar{\mathbf{T}}$ is bounded by γ_B .

The infinity norm

$$\|\bar{\mathbf{T}}(s)\|_\infty \triangleq \sup_{\omega} \sigma_{\max}[\bar{\mathbf{T}}(j\omega)] \quad (53)$$

can be computed either by searching the maximum versus ω in detail or by a calculus using an auxiliary Hamiltonian matrix⁹. The Hamiltonian matrix \mathbf{H}_γ has properties in its eigenvalues λ_i which are important for calculating the infinity norm, i.e.,

$$\gamma \leq \|\bar{\mathbf{T}}(s)\|_\infty \iff \lambda_i[\mathbf{H}_\gamma] \text{ purely imaginary for some } i \quad (54)$$

$$\gamma > \|\bar{\mathbf{T}}(s)\|_\infty \iff \lambda_i[\mathbf{H}_\gamma] \text{ real or complex} \quad (55)$$

(Boyd, S., et al., 1988; 1989). The property of the eigenvalues is used for stepping γ up or down in order to obtain the precise maximum. In detail,

$$\left. \begin{array}{l} \text{if } \gamma \text{ is too low,} \\ \text{if } \gamma \text{ is too high,} \end{array} \right\} \lambda_i[\mathbf{H}_\gamma] \quad \left\{ \begin{array}{l} \text{is purely imaginary then increase } \gamma; \\ \text{is complex then decrease } \gamma. \end{array} \right. \quad (56)$$

⁸Note even for the case of a SISO controller: \mathbf{D}_{11} is a matrix. The output \bar{y}_1 in general excites two uncertainties (Δ_1 and Δ_2). The variable \bar{u}_1 is a vector variable fed back to the plant by the two uncertainties. Since \bar{y}_2 feeds the controller \mathbf{K} , with \bar{u}_2 its scalar output, \mathbf{D}_{12} is a column vector, \mathbf{D}_{21} a single row, \mathbf{D}_{22} a scalar.

⁹A Hamiltonian matrix satisfies the properties that the elements in the main diagonal are skew-symmetric to each other and the elements in the adjacent diagonal are symmetric. Stable $\check{\mathbf{A}}$ has to be presupposed in Eq.(51).

This search yields the following result: If two

opposite γ 's have relative error < some tolerance, then stop at this γ and $\gamma_o \triangleq \gamma$.	(57)
---	------

In other words, as long as γ is too high and no imaginary eigenvalues exist, then \mathbf{H}_γ is said

$$\mathbf{H}_\gamma \in \text{dom Ric} \text{ and } \|\mathbf{T}(s)\|_\infty < \gamma \text{ is true} \quad (58)$$

and, in consequence, γ can be decreased in order to find $\min \gamma = \gamma_o$.

Start with an assumption for γ , using an upper bound, e.g.,

$$\mathbf{R}_\gamma \triangleq \gamma^2 \mathbf{I} - \check{\mathbf{D}}^T \check{\mathbf{D}} > 0, \quad (59)$$

the definition of the auxiliary Hamiltonian matrix \mathbf{H}_γ is as follows

$$\mathbf{H}_\gamma \triangleq \begin{pmatrix} \check{\mathbf{A}} + \check{\mathbf{B}} \mathbf{R}_\gamma^{-1} \check{\mathbf{D}}^T \check{\mathbf{C}} & -\check{\mathbf{B}} \mathbf{R}_\gamma^{-1} \check{\mathbf{B}}^T \\ \check{\mathbf{C}}^T (\mathbf{I} + \mathbf{D} \mathbf{R}_\gamma^{-1} \check{\mathbf{D}}^T) \check{\mathbf{C}} & -(\check{\mathbf{A}} + \check{\mathbf{B}} \mathbf{R}_\gamma^{-1} \check{\mathbf{D}}^T \check{\mathbf{C}})^T \end{pmatrix}. \quad (60)$$

Compute the eigenvalues $\lambda[\mathbf{H}_\gamma]$ and check if there are only purely imaginary axis eigenvalues. If not, decrease and continue decreasing γ . Then, having finished the binary search, the H_∞ norm of $\mathbf{T}(s)$ is given by γ_o . For an example, detailed analytically, see Eq.(163).

Note that $\|\mathbf{T}(s)\|_\infty$ with $\bar{\mathbf{T}}(s)$ given in frequency-domain has to be performed by maximum search over a grid of frequencies. Using Hamiltonian purely-imaginary eigenvalues method of Eq.(60), as used in control toolboxes, requires state-space tabular representation of \mathbf{T} as given by Eq.(51). Moreover, note that $\bar{\mathbf{T}}(s; \bar{\mathbf{G}}, \mathbf{K})$ is a function of $\bar{\mathbf{G}}$ and \mathbf{K} .

Summarizing, the procedure is

\mathbf{G} $\bar{\mathbf{G}}$ (including weights) \mathbf{T} resulting from $\bar{\mathbf{G}}$ and \mathbf{K} either $\bar{\mathbf{T}}(j\omega) = \bar{\mathbf{T}}(j\omega)$ grid of $\omega \rightsquigarrow \ \bar{\mathbf{T}}\ _\infty$ or $\bar{\mathbf{T}}(j\omega) \triangleq \begin{bmatrix} \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \end{bmatrix} \rightsquigarrow \ \bar{\mathbf{T}}\ _\infty$.
--

6 H_∞ Controller for Disturbance Feedforward in the Nominal Case

Application of the H_∞ norm to the corresponding controller starts with the setting

$$\dot{\mathbf{x}} = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{x} + \bar{\mathbf{B}}_1 \bar{\mathbf{u}}_1 + \bar{\mathbf{B}}_2 \mathbf{u}_2 \text{ where } \bar{\mathbf{u}}_2 = \mathbf{u}, \bar{\mathbf{u}}_1 = \mathbf{w}_d, \mathbf{y}_1 = \mathbf{y} \quad (61)$$

$$\bar{\mathbf{y}}_1 = \bar{\mathbf{C}}_1 \mathbf{x} + \bar{\mathbf{D}}_{12} \bar{\mathbf{u}}_2 \quad (62)$$

$$\bar{\mathbf{u}}_2 = \mathbf{K} \bar{\mathbf{y}}_2 = \mathbf{K} \mathbf{x} \text{ where } \bar{\mathbf{y}}_2 = \mathbf{x} \quad (63)$$

The disturbance is denoted as \mathbf{w}_d . In abbreviated tabular representation

$$\bar{\mathbf{G}}(s) = \left[\begin{array}{c||ccc} & \mathbf{x} & \bar{\mathbf{u}}_1 & \bar{\mathbf{u}}_2 \\ \hline \hline \dot{\mathbf{x}} & \bar{\mathbf{A}} & (\bar{\mathbf{B}}_1 & \bar{\mathbf{B}}_2) \\ \hline \bar{\mathbf{y}}_1 & \left(\begin{array}{c} \bar{\mathbf{C}}_1 \\ \mathbf{I} \end{array} \right) & \left(\begin{array}{cc} \mathbf{0} & \bar{\mathbf{D}}_{12} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{array} \right) \\ \bar{\mathbf{y}}_2 & & \end{array} \right]. \quad (64)$$

If the Hamiltonian is in the domain of the Riccati solutions, i.e., $\mathbf{H}_\gamma \in \text{dom Ric}$, then¹⁰ according to the evaluation of Eq.(161) in the Appendix

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (65)$$

$$\mathbf{K} = -\mathbf{B}_2^T \text{Ric}\{\mathbf{H}_{\gamma_o}\} \quad \text{where} \quad \mathbf{H}_{\gamma_o} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \frac{1}{\gamma_o^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \\ -\mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 & -\mathbf{A}^T \end{pmatrix}. \quad (66)$$

The result $\mathbf{K} = -\mathbf{B}_2^T \text{Ric}\{\mathbf{H}_{\gamma_o}\}$ is true only if $\|\bar{\mathbf{T}}\|_\infty < \gamma_o$ is solvable.

The result of the H_∞ controller design reveals that for all $\|\bar{\mathbf{u}}_1\|_2 < 1$ the result $\max_{\bar{\mathbf{u}}_1} \|\bar{\mathbf{y}}_1\|_2$ is achieved.

An additional interpretation of the result is that this controller \mathbf{K} guarantees

$$\sup_{\|\mathbf{w}_d\|_2 \leq 1} \|\mathbf{y}\|_2 = \|\mathbf{T}_{\mathbf{y} \mathbf{w}_d}\|_\infty = \gamma_o. \quad (67)$$

The tabular representation $\bar{\mathbf{G}}$ can be established easily even for different targets, e.g., full control or output estimation.

For $\gamma \rightarrow \infty$, the H_∞ result turns out close to the H_2 optimal control result in Eq.(134), i.e., as the linear quadratic regulator solution. Hence, LQR can be considered a special case of H_∞ , see comparison of Eqs.(66) and (134).

In other words, the H_∞ problem refers to that problem finding the controller $\mathbf{K}(s)$ which places the H_∞ norm of $\bar{\mathbf{T}}$ below a bound γ_B or which minimizes the transfer matrix $\bar{\mathbf{T}}[s; \mathbf{K}(s)]$ of Eq.(47) in its H_∞ norm

$$\mathbf{K}(s) = \arg \min_{\mathbf{K}} \|\bar{\mathbf{T}}[s; \mathbf{K}(s)]\|_\infty. \quad (68)$$

This problem can always be solved if a left-coprime factorization of $\bar{\mathbf{T}}[s; \mathbf{K}(s)]$ can be found. Depending on the fact if the matrices $\bar{\mathbf{T}}_{12}(s)$ and $\bar{\mathbf{T}}_{21}(s)$ are both square or only one of them, the 1-block, the 2-block or the 4-block problem results.

7 Comparing and Summarizing H_∞ and H_2

There are strong similarities and important differences between H_2 and H_∞ . They are compared in the following tabular as far as the design procedure is concerned:

The setting	$\mathbf{G}, \Delta_i, \ \bar{\mathbf{T}}(s)\ _p$
The problem	$\mathbf{K}=?$
Establish	$\bar{\mathbf{G}}(s)$ valuating $\bar{\mathbf{T}}$
Find \mathbf{H} according to $\bar{\mathbf{T}}$ and Eq.(50)	
H_2 solution is the global minimum of $\ \mathbf{T}\ _2$	one-shot method $\mathbf{K} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \text{Ric}\{\mathbf{H}\}$
H_∞ solution refers to $\ \mathbf{T}\ _\infty < \gamma$	binary γ -search using $\mathbf{H}_\gamma \rightsquigarrow \gamma_o$ $\mathbf{K} = -\mathbf{B}_2^T \text{Ric}\{\mathbf{H}_{\gamma_o}\}$ or find the upper bound $\inf_{\mathbf{D} \in \mathcal{D}} \sigma_{\max}[\mathbf{DMD}^{-1}]$

8 Robust Performance Associated With the Scalar Control Deviation

Consider a perturbed plant with transfer function $G_p(s) = [1 + W_s(s)\Delta(s)]G(s)$ where $W_s(s) \equiv W_1(s)$ is a stable weighting function for the stable multiplicative uncertainty $\Delta(s)$ which obeys $\|\Delta(s)\|_\infty \leq 1$.

¹⁰Overbarring can be omitted because the generalized matrix equals the original one.

Assume that $G_p(s)$ and $G(s)$ have the same unstable poles. Irrespective of the uncertainty, no cancellation should occur. The robust stability condition is $\|W_s(s)T(s)\|_\infty < 1$ as outlined in Eqs.(3) and (31). The uncertainty weighting function determines the robust stability condition.

The sensitivity $S_p(s)$ in the perturbed case is

$$S_p(s) = \frac{1}{1 + K(s)G_p(s)} = \frac{1}{1 + K[1 + W_s\Delta]G} = \frac{1}{1 + KG + W_s\Delta \cdot KG} = \frac{S(s)}{1 + T(s)W_s\Delta} \quad (69)$$

where $T(s) = \frac{KG}{1+KG}$ is the nominal target transfer function and $K(s)$ is the controller.

The robust performance condition can be set as the norm of the perturbed sensitivity

$$\|W_p S_p\|_\infty < 1 \quad (70)$$

where $W_p(s) \equiv W_2(s)$ is a weighting function for the performance. Evaluating Eq.(70) by using Eq.(69) yields

$$\left| \frac{W_p S}{1 + TW_s\Delta} \right| < 1 \quad \forall \Delta, \omega \quad \text{or} \quad \left\| \frac{W_p S}{1 + TW_s\Delta} \right\|_\infty < 1 \quad \forall \Delta. \quad (71)$$

Selecting a rotating Δ such that TW_s becomes negative real in order to minimize the denominator

$$\frac{|W_p S|}{1 - |TW_s|} < 1 \quad \forall \omega \quad (72)$$

$$|W_p S| < 1 - |W_s T| \quad \forall \omega \quad (73)$$

$$\| |W_p S| + |W_s T| \|_\infty < 1 \quad (74)$$

$$\left\| |W_2 \frac{1}{1+GK}| + |W_1 \frac{GK}{1+GK}| \right\|_\infty < 1. \quad (75)$$

To a certain extent this formula anticipates the H_∞ norm of Eq.(98). This condition is also sufficient for the robust stability condition $\|W_s T\|_\infty < 1$.

In addition, loop shaping is applied. Loop shaping is a design method where both performance and robustness are considered. Mutual weighting is obtained by the frequency-dependent weighting matrices W_p and W_s . Assumptions of Bode plots for $K(s)$ have to obey simple inequalities or have to be fitted optimally (*Doyle, J.C., et al., 1992*).

9 Robust Tracking in a SISO Case

Consider a different problem applying H_∞ theory: Find a controller $K(s)$ such that the H_∞ norm of the error $e_1(t)$ is minimized versus the uncertainty $\Delta(s)$ in the plant

$$G_p(s) = [1 + W_s(s)\Delta(s)]G(s) \quad \forall \Delta : \{\|\Delta(s)\|_\infty \leq 1\}. \quad (76)$$

The reference target transfer function is $T_{ref}(s)$, see Fig. 8.

Using the nominal sensitivity $S(s)$ and the nominal target transfer function $T(s)$

$$S(s) \triangleq \frac{1}{1 + KG} \quad T(s) \triangleq \frac{GV}{1 + KG} = GVS, \quad (77)$$

the nominal control system $T(s)$ matches $T_{ref}(s)$ if

$$T_{ref} = VGS \quad \rightsquigarrow \quad V = \frac{T_{ref}}{GS}. \quad (78)$$

In the perturbed case the error e_{1p} turns out as

$$E_{1p} = \left(\frac{G_p V}{1 + G_p K} - T_{ref} \right) Y_{ref} \triangleq T_\Delta Y_{ref}. \quad (79)$$

Using Eqs.(78) and (76) (*Doyle, J.C., et al., 1992*),

$$T_\Delta = \frac{(1 + W_s\Delta)G}{1 + (1 + W_s\Delta)GK} \frac{T_{ref}}{GS} - T_{ref} = \frac{1 + W_s\Delta}{1 + GK + W_s GK\Delta} \frac{T_{ref}}{S} - T_{ref} = \quad (80)$$

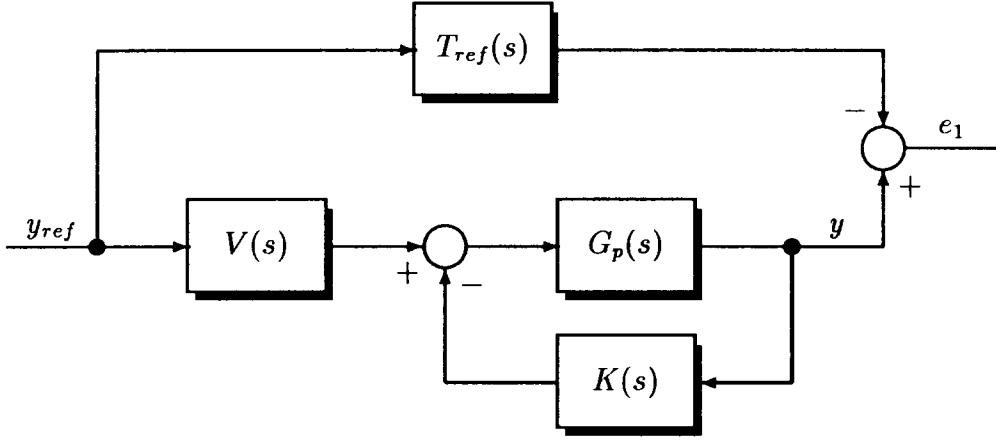


Figure 8: Control system and reference for the target transfer function

$$= \left(\frac{1 + W_s \Delta}{1 + W_s G K S \Delta} - 1 \right) T_{ref} = \frac{1 + W_s \Delta - 1 - W_s G K S \Delta}{1 + W_s G K S \Delta} T_{ref} = \quad (81)$$

$$= \frac{(1 - G K) W_s \Delta}{1 + W_s G K S \Delta} T_{ref} = \frac{\left[1 - G K \frac{1}{1+K\bar{G}} \right] W_s T_{ref} \Delta}{1 + W_s \frac{G K}{1+K\bar{G}} \Delta} = \quad (82)$$

$$T_\Delta = \frac{[1 + K G - G K] W_s T_{ref} \Delta}{1 + K G + W_s G K \Delta} = \frac{W_s T_{ref} \Delta}{1 + K G + W_s G K \Delta}. \quad (83)$$

Eventually, evaluating with respect to the rotating variable Δ

$$\max_\Delta \|T_\Delta\|_\infty = \max_\Delta \max_\omega \frac{|W_s T_{ref}| \cdot |\Delta|}{(1 + K G) \left[1 + \frac{W_s G K}{1+K\bar{G}} \Delta \right]} = \max_\omega \frac{|W_s T_{ref}| \cdot 1}{|1 + K G| \left[1 - \left| \frac{W_s G K}{1+K\bar{G}} \right| \right]} = \quad (84)$$

$$\max_\Delta \|T_\Delta\|_\infty = \max_\omega \frac{|W_s T_{ref}|}{|1 + K G| - |W_s G K|} \rightsquigarrow K(s) = \arg \min_K \max_\omega \frac{|W_s T_{ref}|}{|1 + K G| - |W_s| \cdot |G| \cdot |K|} \quad (85)$$

$$\text{or } K(s) = \arg \left\{ \max_\omega \frac{|W_s T_{ref}|}{|1 + K G| - |W_s| \cdot |G| \cdot |K|} \leq d_o \right\}. \quad (86)$$

10 Performance Robustness in Reference Tracking in the Multivariable Case

As outlined in the scalar case, additionally to stability robustness, a certain level of performance has to be guaranteed. Then, robustness is modified to performance robustness. In s -domain, the method of maximum singular values and structured singular values is reformulated to obtain acceptable performance in the presence of plant uncertainties.

From Fig. 3a (for input y_{ref} instead of 0 , and Δ instead of ΔG)

$$\mathbf{y} = [\mathbf{I} + (\mathbf{G} + \Delta)\mathbf{K}]^{-1}(\mathbf{G} + \Delta)\mathbf{K}\mathbf{y}_{ref} \triangleq \mathbf{T}_p \mathbf{y}_{ref}. \quad (87)$$

The performance is considered acceptable if $\|\mathbf{T}_p\|_\infty < 1$, i.e.,

$$\|\mathbf{T}_p\|_\infty = \|[\mathbf{I} + (\mathbf{G} + \Delta)\mathbf{K}]^{-1}(\mathbf{G} + \Delta)\mathbf{K}\mathbf{y}_{ref}\|_\infty < 1. \quad (88)$$

This relation is difficult to handle because of including the limits of Δ .

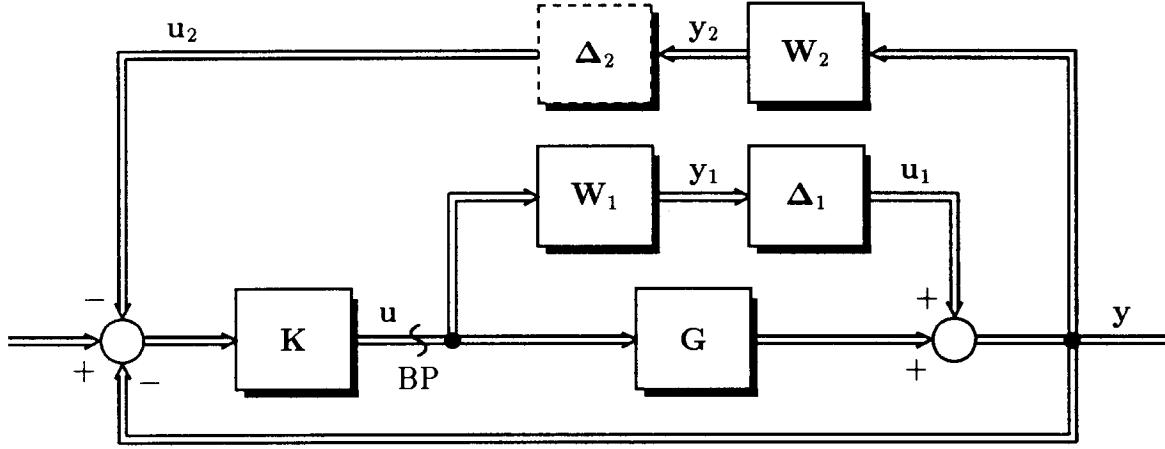


Figure 9: Robustness performance associated with reference tracking

Reformulating yields two equations and four variables y_{ref}, y, u, v . The outputs y and u can be considered as a function of the inputs y_{ref} and v to the system, given by the reference source and the uncertainty, respectively,

$$\begin{pmatrix} y \\ u \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \mathbf{GK} & (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1} \\ (\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1} \mathbf{K} & -(\mathbf{I} + \mathbf{KG})^{-1} \mathbf{K} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{ref} \\ v \end{pmatrix} \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{H} \\ \mathbf{N} & \mathbf{M} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_{ref} \\ v \end{pmatrix}. \quad (89)$$

Applying the input-output relation of the uncertainty,

$$y = \mathbf{J}y_{ref} + \mathbf{H}v \quad (90)$$

$$u = \mathbf{Ny}_{ref} + \mathbf{M}v = \mathbf{Ny}_{ref} + \mathbf{M}\Delta u \quad (91)$$

or

$$y = [\mathbf{J} + \mathbf{H}\Delta(\mathbf{I} - \mathbf{M}\Delta)^{-1}\mathbf{N}]y_{ref} \triangleq \mathbf{T}_p y_{ref}. \quad (92)$$

Performance robustness is considered given if

$$\|\mathbf{T}_p\|_\infty = \|\mathbf{J} + \mathbf{H}\Delta(\mathbf{I} - \mathbf{M}\Delta)^{-1}\mathbf{N}\|_\infty < 1 \quad (93)$$

which is still uncomfortable for computation.

Recall that, for $\|\Delta\|_\infty < 1$, stability robustness is satisfied if

$$\sup_\omega \mu_D[\mathbf{M}] < 1. \quad (94)$$

Similarly, establishing a fictitious Δ_o from the output y to the reference y_{ref} where $\|\Delta_o\|_\infty \leq 1$,

$$\sup_\omega \mu_D[\begin{pmatrix} \mathbf{J} & \mathbf{H} \\ \mathbf{N} & \mathbf{M} \end{pmatrix}] < 1 \quad (95)$$

is a sufficient condition for both performance and stability condition (Doyle, J.C., et al. 1982) and is easy to carry out computationally.

Alternatively, consider the case with plant uncertainty and performance robustness requirements oriented on the reference and the controlled variable. From Fig. 9 one has

$$y_1 = \bar{\mathbf{T}}_{11}(s)u_1 + \bar{\mathbf{T}}_{12}u_2 \quad (96)$$

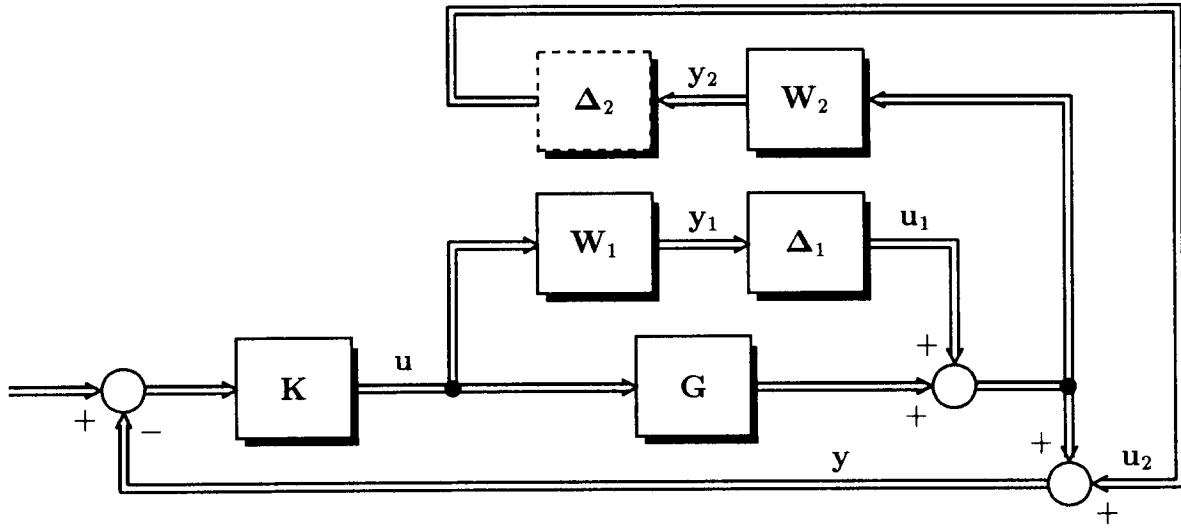


Figure 10: Restructured robustness performance associated with reference tracking

$$y_2 = \bar{T}_{21}(s)u_1 + \bar{T}_{22}u_2 \quad (97)$$

and, e.g.¹¹, $\bar{T}_{12} = -W_1(I + KG)^{-1}K$. Hence, the entire matrix $\bar{T}(s)$ is

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \bar{T}(s) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} \quad \bar{T} = \begin{pmatrix} -W_1(I + KG)^{-1}K & -W_1(I + KG)^{-1}K \\ W_2(I + GK)^{-1} & -W_2(I + GK)^{-1}GK \end{pmatrix}. \quad (98)$$

The generalized plant setup in state-space representation is (*Dailey, R.L., 1992*)

$$\bar{G}(s) = \left[\begin{array}{c||c|ccc} & x & u_1 & u_2 & u \\ \hline \dot{x} & A & 0 & 0 & B \\ \hline y_1 & 0 & 0 & 0 & W_1 \\ y_2 & C & W_2 & 0 & W_2D \\ y & C & I & I & D \end{array} \right]. \quad (99)$$

Fig. 10 results from simple restructuring the Fig. 9. The coincidence of Figs. 10 and 3a is obvious¹².

11 Disturbance Feedforward Robustness

Consider the plant with uncertainty and the performance oriented on the disturbance exciting the system at the same input as the actuator variable and on its influence on the controlled variable.

¹¹The matrix $\bar{T}_{12}(s)$ refers to output 1 from input 2. Select the break point BP at u inside the loop where the output is derived from, then determine the return difference $I - (-KG)$ in the direction from break point input to break point output. Feedforward from u_2 to the break point input is $(-K)$. Then, the result from u_2 to u is $(I + KG)^{-1}(-K)$. The result from u_2 to y_1 is $-W_1(I + KG)^{-1}K$.

¹²Eqs.(98) and (108) differ in that the second column in Eq.(98) is postmultiplied by K according to the u_2 actuating at the input of K in Fig. 9.

Eqs.(89) and (98) are consistent, only the different sign at the input summing point of K has to be taken into consideration. According to the different order in the partitioned input and output vectors and weighted measuring of the variables, the following correspondences exist: Changing the signs in the second column of Eq.(98), then changing the rows and, finally, changing the columns in Eq.(98), the transfer matrix of Eq.(89) is achieved.

11.1 Derivation of $\bar{T}(s)$

From Fig. 11 the state-space equations

$$\dot{x} = Ax + 0u_1 + Bu_2 + Bu \quad (100)$$

$$y_1 = 0x + 0u_1 + W_1u_2 + W_1u \quad (101)$$

$$y_2 = W_2Cx + W_2u_1 + W_2Du_2 + W_2Du \quad (102)$$

$$y = Cx + u_1 + Du_2 + Du \quad (103)$$

are derived. Note that they are true only for nondynamic W_1 and W_2 . This set of equations leads to $\bar{G}(s)$ in the structure of

$$\bar{G}(s) = \left[\begin{array}{c|c||c|ccc} & & \text{output of:} & \Delta_1 & \Delta_2 & \mathbf{K} \\ & & \text{input to } \bar{G}: & u_1 & u_2 & u \\ \hline \text{input of} & \text{output of } \bar{G} (\downarrow) & A & 0 & B & B \\ \text{element } (\downarrow) & & & & & \\ \hline \Delta_1 & y_1 & 0 & 0 & W_1 & W_1 \\ \Delta_2 & y_2 & W_2C & W_2 & W_2D & W_2D \\ \mathbf{K} & y & C & I & D & D \end{array} \right] \quad (104)$$

or abbreviated to

$$\bar{G}(s) = \left[\begin{array}{c|ccc} A & 0 & B & B \\ \hline 0 & 0 & W_1 & W_1 \\ W_2C & W_2 & W_2D & W_2D \\ C & I & D & D \end{array} \right]. \quad (105)$$

It can also be rewritten to

$$\bar{G}(s) = \begin{pmatrix} W_1 & 0 & 0 \\ 0 & W_2 & 0 \\ 0 & 0 & I \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & I & I \\ I & G & G \\ I & G & G \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & W_1 & W_1 \\ W_2 & W_2G & W_2G \\ I & G & G \end{pmatrix} = \quad (106)$$

$$= \begin{pmatrix} W_1 & 0 & 0 \\ 0 & W_2 & 0 \\ 0 & 0 & I \end{pmatrix} \left[\begin{array}{c|ccc} A & 0 & B & B \\ \hline 0 & 0 & I & I \\ C & I & D & D \\ C & I & D & D \end{array} \right] \triangleq \mathbf{W}_{res} \left[\begin{array}{c|ccc} A & 0 & B & B \\ \hline 0 & 0 & I & I \\ C & I & D & D \\ C & I & D & D \end{array} \right]. \quad (107)$$

Restructuring Eqs.(106) through (107) is required in order to apply dynamic weighting matrices as given, e.g., by Eq.(186) or (187). The series connection in Eq.(107) is solved with reference to Eq.(189), see Appendix. Furthermore,

$$\bar{T} = \begin{pmatrix} -W_1(I + KG)^{-1}K & W_1(I + KG)^{-1} \\ W_2(I + GK)^{-1} & W_2(I + GK)^{-1}G \end{pmatrix}. \quad (108)$$

11.2 Robust Stability Requirements

As desired in Eq.(9), the robust stability requirement is given by

$$\boxed{\sigma_{\max}[\Delta_1 W_1(I + KG)^{-1} K] < 1 \quad \forall \omega} \quad (109)$$

Weights have been included according to Fig. 11.

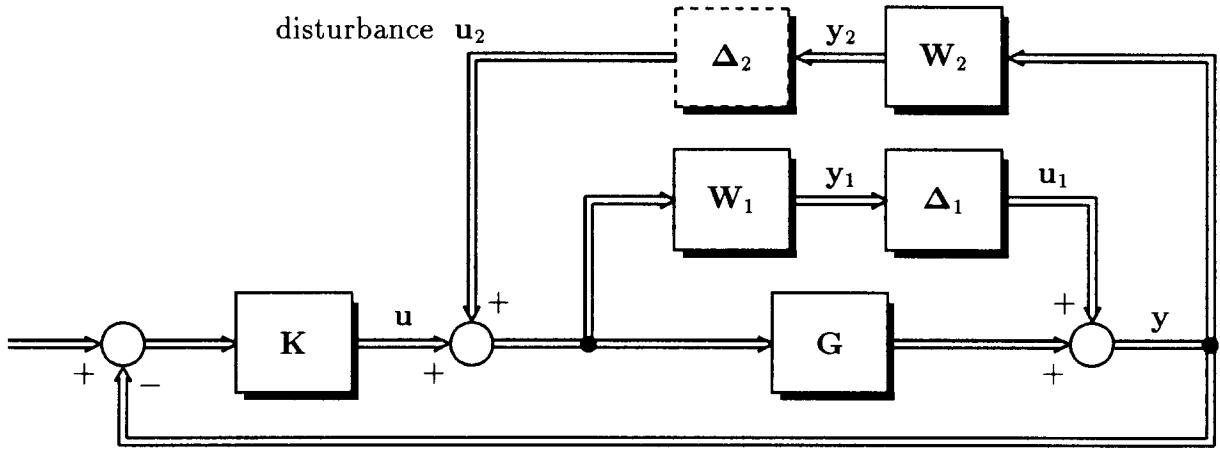


Figure 11: Robust performance associated with disturbance feedforward

11.3 Nominal Performance Requirements

Performance requirements, e.g., disturbance rejection (from a disturbance w_d , acting at the input of G , onto the output y of the plant) is given by

$$(\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\mathbf{G}. \quad (110)$$

This expression corresponds to $\bar{\mathbf{T}}_{22}(s)$ in Eq.(108) before weighting.

Now, the performance problem is replaced by a fictitious problem using a fictitious Δ_2 . Again robust stability is demanded, now based on the additional fictitious element for the implementation in order to obtain robust performance. In consequence, performance from disturbance to plant output is limited because the product of the uncertainty Δ_2 and the transfer matrix from u_2 to y_2 is smaller than 1. After weighting, the nominal performance rejection requirement is given by

$$\sigma_{\max}[\Delta_2 W_2 (\mathbf{I} + \mathbf{GK})^{-1}\mathbf{G}] < 1 \quad \forall \omega. \quad (111)$$

11.4 Robust Performance Requirements

Robust performance is denoted as the performance in the presence of the perturbation in the plant. Combining Δ_1 and Δ_2 in a joint uncertainty of block diagonal structure, one has

$$\sigma_{\max}\left[\begin{pmatrix} \Delta_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \Delta_2 \end{pmatrix} \bar{\mathbf{T}}(s)\right] < 1 \quad \forall \omega. \quad (112)$$

Referring to the unity bound for the uncertainty block Δ_1 and Δ_2 , the performance robustness requirement is

$$\|\bar{\mathbf{T}}(s)\|_\infty < 1. \quad (113)$$

12 Numerical Example. Disturbance Feedforward Robustness

The derivations of the previous section are applied in a SISO example. For summarizing purposes, the results are illustrated in Fig. 12.

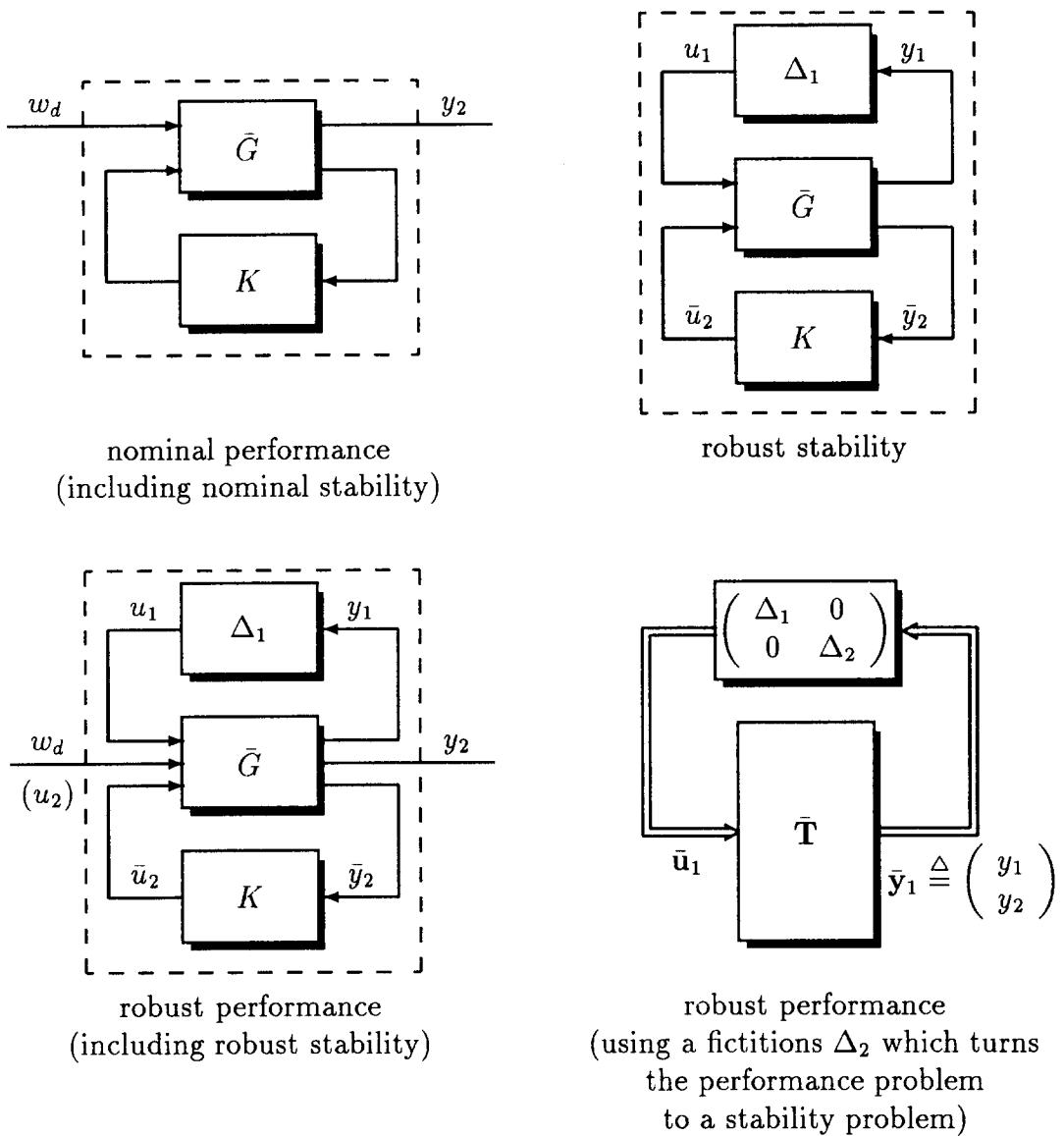


Figure 12: Deriving robust performance

The settings are $W_1 = 0.15$, $W_2 = 0.4$ and

$$\text{plant } G(s) = \frac{e^{-0.25s}}{1 + 0.1s + s^2} \doteq \frac{1 - 0.125s}{(1 + 0.125s)(1 + 0.1s + s^2)} \quad (114)$$

$$\text{PID controller } K(s) = 6\left(1 + \frac{1}{4s}\right) \frac{s + 0.15}{s + 4}. \quad (115)$$

Then,

$$G(s) = \left[\begin{array}{ccc|c} -8.1 & -1.8 & -8 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \hline 0 & -1 & 8 & 0 \end{array} \right] \triangleq \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{array} \right] \quad (116)$$

and¹³

$$K(s) = \left[\begin{array}{cc|c} -4 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 0 \\ \hline -21.6 & 0.225 & -6 \end{array} \right] \triangleq \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_K & \mathbf{B}_K \\ \hline \mathbf{C}_K & D_K \end{array} \right]. \quad (117)$$

Applying Eq.(50) and continuing Eqs. (116) and (117) yields

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{A} + \mathbf{B}D_K\mathbf{C} & \mathbf{B}\mathbf{C}_K & (\mathbf{0} : \mathbf{B}) + \mathbf{B}D_K(I_1 : D) \\ \mathbf{B}_K\mathbf{C} & \mathbf{A}_K & \mathbf{B}_K(I_1 : D) \\ \hline (\mathbf{0}^T_{W_2\mathbf{C}}) + (\frac{W_1}{W_2D})D_K\mathbf{C} & (\frac{W_1}{W_2D})\mathbf{C}_K & \left(\begin{array}{cc} 0 & W_1 \\ W_2 & W_2D \end{array} \right) + (\frac{W_1}{W_2D})D_K(I_1 : D) \end{array} \right] \quad (118)$$

$$\bar{\mathbf{T}}(s) \in \left[\begin{array}{c|c} \in \mathcal{R}^{5 \times 5} & \in \mathcal{R}^{5 \times 2} \\ \hline \in \mathcal{R}^{2 \times 5} & \in \mathcal{R}^{2 \times 2} \end{array} \right] \equiv \mathcal{C}^{2 \times 2} \quad (119)$$

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\begin{array}{cccc|cc} -8.1 & 4.2 & -56 & -21.6 & 0.225 & -6 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -8 & -4 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \hline 0 & 0.3 & -2.4 & -1.08 & 0.0113 & -0.3 & 0.5 \\ 0 & -0.2 & 1.6 & 0 & 0 & 0.2 & 0 \end{array} \right] \quad (120)$$

where Eq.(104), the scalarness of the plant and the controller,

$$\mathbf{D}_{11} = \begin{pmatrix} 0 & W_1 \\ W_2 & W_2D \end{pmatrix}, \quad \mathbf{D}_{12} = \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2D \end{pmatrix}, \quad \mathbf{D}_{21} = (\mathbf{I}_1 : D) = (1 : D), \quad \mathbf{D}_{22} = D, \quad (121)$$

$$\mathbf{C}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{0}^T \\ W_2\mathbf{C} \end{pmatrix} \in \mathcal{R}^{2 \times 3}, \quad \mathbf{C}_2 = \mathbf{C}, \quad \mathbf{B}_1 = (\mathbf{0} \ \mathbf{B}) \in \mathcal{R}^{3 \times 2}, \quad \mathbf{B}_2 = \mathbf{B} \quad (122)$$

and $\Sigma_1 = \mathbf{I}_1$, $\Sigma_2 = \mathbf{I}_1$ have been taken into consideration.

Utilizing “normhinf” of the MATLAB control toolbox with respect to Eq.(120),

$$\|\bar{\mathbf{T}}(s)\|_\infty = 0.6056 \quad (123)$$

is achieved.

The gain and phase plot yields $\omega_D = 2$ crossover frequency and $\alpha_R \doteq 30^\circ$ phase margin in the nominal case, see Fig. 13.

The thick line in Fig. 14 is

$$|\bar{T}_{22}(j\omega)| = |W_2(1 + GK)^{-1}G(j\omega)|, \quad (124)$$

presenting the transfer function from u_2 to y_2 in Fig. 11, i.e., the gain from disturbance input to the output of the plant. The distance to the 0 db line is the nominal performance margin.

The thin line is

$$|\bar{T}_{11}(j\omega)| = |-W_1(1 + KG)^{-1}K(j\omega)|, \quad (125)$$

illustrating the transfer from u_1 to y_1 concerning the uncertainty influence. The distance to the 0 db line is the robust stability margin.

¹³Note the sign change from Eq.(115) to Eq.(117) in \mathbf{B}_K and D_K , in order to evaluate the positive feedback sign in Eq.(50)

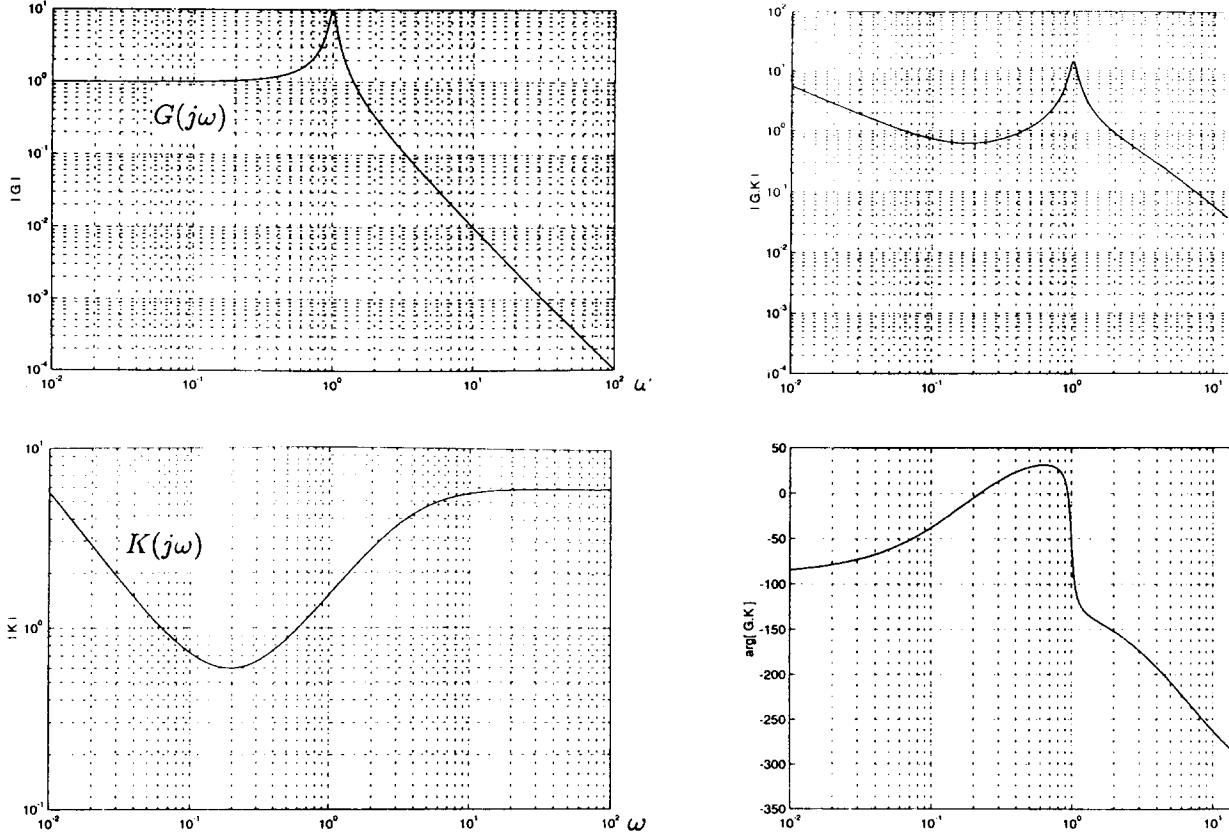


Figure 13: Gain plots of the elements $K(j\omega)$ and $G(j\omega)$ and gain and phase plot of the loop $K(j\omega)G(j\omega)$

In Fig. 15 in top down direction the following plots are depicted: the maximum singular value $\sigma_{\max}[\bar{T}](\omega)$, the structured singular value $\mu_D(\bar{T})(\omega) \triangleq \inf_d \sigma_{\max}[D\bar{T}D^{-1}](\omega)$ where $D = \begin{pmatrix} d & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$, and the spectral radius $\rho_s[\bar{T}](\omega) \triangleq \max_i |\lambda_i[\bar{T}]|(\omega)$.

Note the practical coincidence of $\|\bar{T}\|_\infty = \max_\omega \sigma_{\max}[\bar{T}](\omega) = 0.59$ at $d = 1$ with the result 0.6056 in Eq.(123). The distance to the horizontal line 1 corresponds to the robust performance margin.

Applying the result $\sigma_{\max}[\cdot]$, i.e., 0.59, instead of the μ_D maximum yields a sufficient condition, ρ_s would underestimate robust performance.

In Fig. 15 $\{\|\bar{T}D^{-1}\|_\infty\}(d) = \{\sup_\omega \sigma_{\max}[D\bar{T}D^{-1}]\}(d)$ as a function of d shows a minimum value at $d \doteq 2$ corresponding to $\mu_D(\bar{T})$, the value at $d = 1$ corresponds to the result Eq.(123).

13 Extensions

13.1 Interdependence W_1 and W_2 for Anticipating Adaptation

Consider the case that the weights are not predetermined and one is free to consider an adequate design, first. The plant can be identified and the success of identification and adaptation should be predicted. In such a way, the uncertainty of the plant is reduced. Less effort has to be associated with robust stability. Hence, the controller can be adapted and the effort in performance increased. Several design procedures and an interdependence

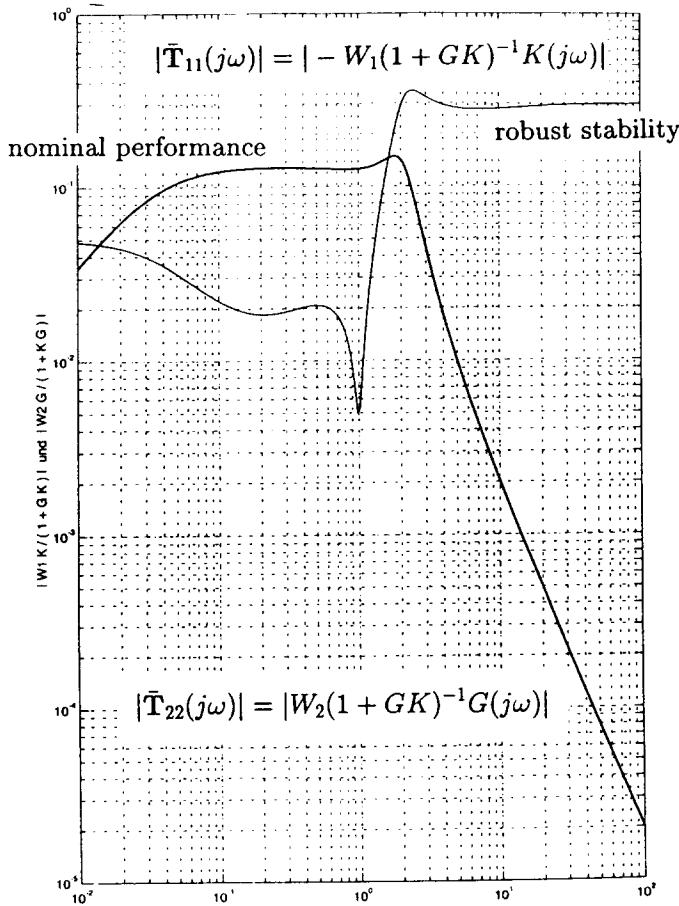


Figure 14: Nominal performance and robust stability

$W_1 \downarrow \sim W_2 \uparrow$ seems adequate to evaluate the adaptation success. The simulation of a set of systems with weights as suggested above leads to a set of values $\max_\omega \mu_D(\bar{T})$. A weighted average is an appropriate result for an overall design.

13.2 Controller Design

Consider the PID controller of Section 14 and the interest focussed only on K_P and T_I of $K(s)$

$$K(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{sT_I}\right) \frac{s + 0.15}{s + 4}. \quad (126)$$

Compute $\sup_\omega \mu_D(\bar{T})$ versus a set of values of K_P and T_I . A "mesh" plot yields the family of controllers satisfying a predetermined upper bound, e.g., $\sup \mu_D = 1$, see Fig. 16. There is a variety of suggestions for optimum support by computer simulation.

In such a way a parametrized controller for robust performance are obtained. The variety in the parameters can be used for additional requirements.

The search of optimum versus numerous controller parameters is improved if the search is carried out by genetic algorithms. The optimization of $K(s)$ can also be performed as already proposed by recurrent neural networks (*Wang, J., and Wu, G., 1995; Preuss, H.P., and Tresp, V., 1994*).

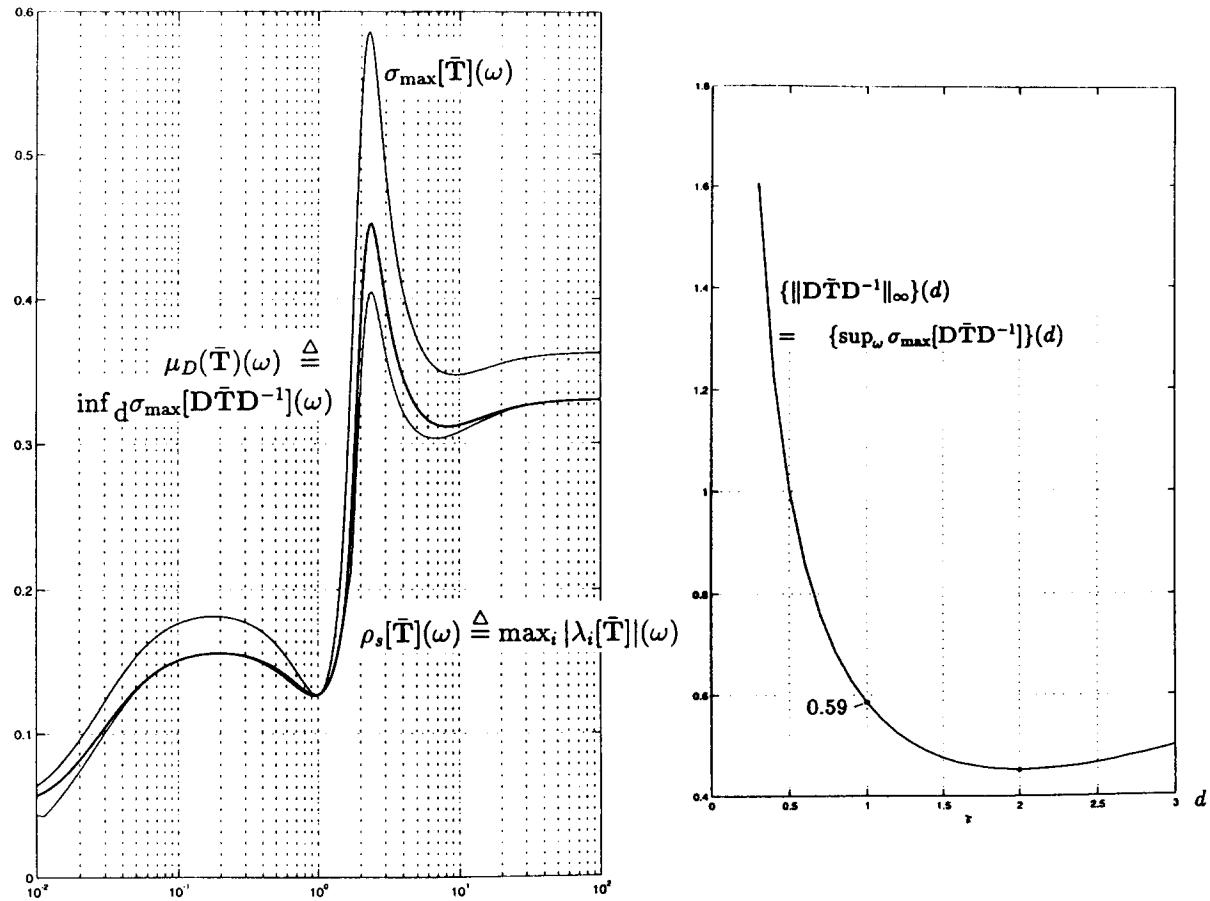


Figure 15: Robust performance and H_∞ norm of $D\bar{T}D^{-1}$ versus d

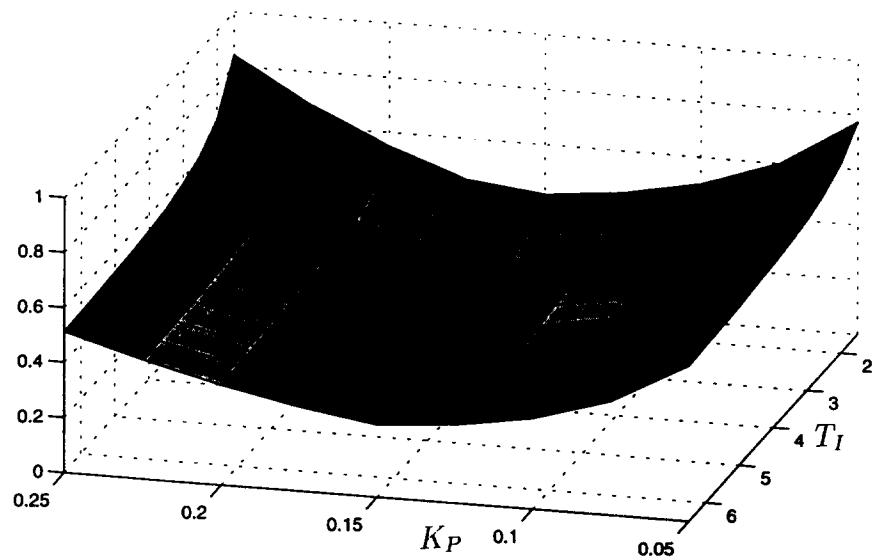


Figure 16: Surface of the scaled infinity norm

13.3 Soft Constraints

It is a matter of fact that bigger input signals, e.g., reference or disturbance, should be tolerated with a lower performance measure in order to anticipate constraints in operation. Determining an interrelation between magnitude or power of the input signal and the weight W_2 is considered, i.e., decreasing W_2 for increasing power. The interaction is implemented via a membership function. Then, a weighted average of $\sup_{\omega} \mu_D$ is an improved measure valuating the practical requirements.

13.4 Membership Plane

For various practical applications, assume a functional dependence of a membership function $m(W_1, W_2)$ as an expression how stability and performance robustness should be distributed. The average

$$s_{\mu Dm} \triangleq \int \int \sup_{\omega} \mu_D(W_1, W_2) m(W_1, W_2) dW_1 dW_2 \quad (127)$$

represents an overall robustness measure.

13.5 Robustification

Robustification denotes the process of designing a controller with fixed nominal parameters such that the plant parameter uncertainty is maximized. This consideration is implemented if no details about the uncertainty is available. The object is to determine controller parameters K_P and T_I in order to maximize W_1 or W_2 where the maximum $\mu_D(\bar{T})$ value is subject to 1 (or $s_{\mu Dm}$ to a fixed upper bound)

$$K^*(s) = K(s) : \{K_P, T_I\} = \arg \max_{K_P, T_I} W_i \quad \left| \begin{array}{l} \text{s.t. } \sup_{\omega} \mu_D(\bar{T}) = 1 \\ \omega \end{array} \right. \quad (128)$$

14 Conclusion

The subjects addressed in this paper were concentrated on the frequency domain applied on plants with unstructured uncertainties, both incorporating stability and performance robustness requirements.

H_∞ and H₂ methods have parallels based on the solution of Riccati equations and on a specified Hamiltonian matrix. H_∞ requires a search whereas H₂ is a one-shot method.

The tabular representation in the interaction matrix is a straightforward method to determine the generalized plant, even in the case of multiple uncertainties, real and fictitious for uncertainties and performance modelling, respectively.

Nominal performance and robust stability in many cases can be separated and estimated for low and high frequencies, respectively. Robust performance is a combined measure. Its precise requirements via μ_D methods is replaced by H_∞ methods exactly, up to three uncertainty blocks.

Searching H_∞ norm via a grid of frequencies is comfortable since it can be carried out entirely in the frequency domain, but it is not safe since narrow maxima might be overlooked. H_∞ binary search algorithm requires state-space representations with additional efforts when complex weighting matrices are to be included.

Several examples and computer-based algorithms were presented to illustrate the state of the art as well as the difficulties in designing robust controllers and to illustrate how much has still to be done to determine the direct controller design.

References

- Anderson, B.D.O., 1967, An algebraic solution to the spectral factorization problem, IEEE-Trans. AC-12, pp. 410-414*
- Boyd, S., Balakrishnan, V., and Kabamba, P., 1988, On computing the H_∞ norm of a transfer matrix, American Control Conf., Atlanta, pp. 396-397*
- Boyd, S., Balakrishnan, V., and Kabamba, P., 1989, A bisection method for computing the H_∞ norm of a transfer matrix and related problems, Mathematics of Control, Signals, and Systems 2, pp. 207-219*
- Dailey, R.L., 1992 , H_∞ and μ methods for robust control, IEEE Educational Activities*
- Doyle, J.C., Francis, B.A., and Tannenbaum, A.R., 1992, Feedback Control Theory (Maxwell Macmillan International Editions, New York)*
- Doyle, J.C., Glover, K., Khargonekar, P.P., Francis, B.A., 1988, State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems, Proceedings of the American Control Conference, Atlanta pp. 1691-1696*
- Doyle, J.C., Glover, K., Khargonekar, P.P., Francis, B.A., 1989, State-space solutions to standard H_2 and H_∞ control problems, IEEE-Trans. AC-34, pp. 831-847*
- Doyle, J.D., Wall, J.E., and Stein, G., 1982, Performance and robustness analysis for structured uncertainty, Proc. 21st IEEE Conf on Decision and Control, Orlando, Florida, pp. 629-936*
- Foias, C., et al., 1991, H_∞ -Control Theory, (Springer, Berlin New York)*
- Francis, B.A., 1987, A Course in H_∞ Control Theory, (Springer, Berlin)*
- Preuss, H.P., and Tresp, V., 1994, Neuro-Fuzzy, Automatisierungstechnische Praxis 36, pp. 10-23*
- Safonov, M.G., 1982, Stability margins of diagonally perturbed multivariable feedback systems, Proc. IEE Part D 129, pp. 251-256*
- Wang, J., and Wu, G., Recurrent neural networks for synthesizing linear control systems via pole placement, Int. J. Systems Sci. 26, pp. 2369-2382*
- Weinmann, A., 1991, Uncertain Models and Robust Control, Springer, New York and Vienna*
- Weinmann, A., 1994/1995, Regelungen, Analyse und technischer Entwurf, Vol. 1/2, 3rd edition, Springer, New York and Vienna*
- Willems, J.C., 1971, Least squares stationary optimal control and the algebraic Riccati equation, IEEE-Transactions AC-16, pp. 621-634*

Appendix

A H_2 Norm. Impulse Response and Transfer Matrix

Consider the performance I as the aim of minimization

$$I = \|\bar{y}(t)\|_2^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \|\bar{y}(t)\|_F^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} \text{tr}\{\bar{y}^T(t)\bar{y}(t)\} dt \quad (129)$$

where $\bar{y}(j\omega) = \bar{T}(j\omega)\bar{u}(j\omega)$. For a Dirac vector $\bar{u}(j\omega)$

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{tr}\{\bar{T}(j\omega)^H \bar{T}(j\omega)\} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \|\bar{T}(j\omega)\|_F^2 = \|\bar{T}(j\omega)\|_2^2 . \quad (130)$$

Hence, $I = \|\bar{y}\|_2^2 \rightarrow \min$ is equivalent to $\|\bar{T}(j\omega)\|_2^2 \rightarrow \min$.

B H_2 Synthesis for the Linear Quadratic Regulator

The algebraic Riccati equation

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0} \quad (131)$$

solves the H_2 problem (LQR), for any $\mathbf{x}(0^+)$ as an initial condition,

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}, \quad \mathbf{u} = \mathbf{K}\mathbf{x} \quad (132)$$

$$I = \int_0^\infty (\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{y} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \rightarrow \min_{\mathbf{K}} \quad \text{for } \mathbf{Q} = \mathbf{Q}^T \geq 0 \quad \text{and} \quad \mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0. \quad (133)$$

The result is also given by the abbreviated notation using the Hamiltonian matrix \mathbf{H}

$$\mathbf{P} = \text{Ric } \{\mathbf{H}\} \triangleq \text{Ric } \left\{ \begin{pmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \\ -\mathbf{Q} & -\mathbf{A}^T \end{pmatrix} \right\}, \quad (134)$$

yielding a full-state controller

$$\mathbf{K} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \mathbf{P} \quad (135)$$

and stabilizing¹⁴ $\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K} = \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T \mathbf{P}$. The closed-loop poles of the H_2 solution $\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}$ are the stable eigenvalues of the Hamiltonian matrix \mathbf{H} . (For an example see Eq.(176) in the Appendix.)

Using $[\mathbf{Q}^{1/2}]^T [\mathbf{Q}^{1/2}] \triangleq \mathbf{Q}$ it can easily be verified that

$$I = \int_0^\infty (\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{y} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt = \|\bar{\mathbf{y}}_1(t)\|_2^2 = \|\bar{\mathbf{T}}(s)\|_2^2 \quad (137)$$

where $\bar{\mathbf{y}}_1$ is the first generalized output as given by Fig. 7 and Eq.(142). In Eq.(137), as a generalized set point a Dirac impulse has been selected, see also Eq.(130). For the general spectral factorization see *Anderson, B.D.O., 1967*.

H_2 control with full-state feedback yields

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \bar{\mathbf{u}}_1 + \mathbf{B}\bar{\mathbf{u}}_2 \quad (138)$$

where

$$\mathbf{y}_1 \triangleq \mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C}\mathbf{x}, \quad \mathbf{y}_2 \triangleq \mathbf{R}^{1/2}\mathbf{u}, \quad \bar{\mathbf{u}}_2 \triangleq \mathbf{u}, \quad \bar{\mathbf{y}}_2 \triangleq \mathbf{x}. \quad (139)$$

Combining¹⁵

$$\bar{\mathbf{y}}_1 \triangleq \begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C}\mathbf{x} \\ \mathbf{R}^{1/2}\mathbf{u} \end{pmatrix}, \quad (141)$$

it follows the tabular representation (interconnection matrix) of the generalized plant $\bar{\mathbf{G}}$ (*Dailey, R.L., 1992*)

$$\bar{\mathbf{G}}(s) = \left[\begin{array}{c|cc} \bar{\mathbf{A}} & (\bar{\mathbf{B}}_1 & \bar{\mathbf{B}}_2) \\ \left(\begin{array}{c} \bar{\mathbf{C}}_1 \\ \bar{\mathbf{C}}_2 \end{array} \right) & \left(\begin{array}{cc} \bar{\mathbf{D}}_{11} & \bar{\mathbf{D}}_{12} \\ \bar{\mathbf{D}}_{21} & \bar{\mathbf{D}}_{22} \end{array} \right) \end{array} \right] = \text{OUT-PUT} \left[\begin{array}{c|cc|cc} & \mathbf{I} & \mathbf{N} & \mathbf{P} & \mathbf{U} & \mathbf{T} \\ \hline \dot{\mathbf{x}} & \mathbf{x} & & & \bar{\mathbf{u}}_1 & \bar{\mathbf{u}}_2 \\ \hline & \mathbf{A} & & & \mathbf{I} & \mathbf{B} \\ \hline (\bar{\mathbf{y}}_1) & (\mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C}) & & (0) & (0) & (\mathbf{R}^{1/2}) \\ \bar{\mathbf{y}}_2 & \mathbf{I} & & 0 & 0 & 0 \end{array} \right]. \quad (142)$$

Comparing yields

$$\bar{\mathbf{B}}_1 = \mathbf{I}, \quad \bar{\mathbf{B}}_2 = \mathbf{B}, \quad \bar{\mathbf{C}}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}, \quad \bar{\mathbf{C}}_2 = \mathbf{I}, \quad (143)$$

$$\bar{\mathbf{D}}_{11} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}, \quad \bar{\mathbf{D}}_{12} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{R}^{1/2} \end{pmatrix}, \quad \bar{\mathbf{D}}_{21} = \mathbf{0}, \quad \bar{\mathbf{D}}_{22} = \mathbf{0}. \quad (144)$$

¹⁴Recalling Eq.(131) and inserting $\mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K} \triangleq \mathbf{A}_{cl}$,

$$\mathbf{A}_{cl}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_{cl} + \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = \mathbf{0}. \quad (136)$$

Notice the correspondence between Eqs.(131) and (136) and the only difference in the sign of the expression square in \mathbf{P} .

¹⁵Careful distinction between

$$\bar{\mathbf{y}}_1 = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{pmatrix} \quad \text{and} \quad \bar{\mathbf{y}}_2 = \mathbf{x} \quad (140)$$

is necessary, $\bar{\mathbf{y}}_2$ and \mathbf{y}_2 must not be confused with each other.

The equivalence in $\|\bar{\mathbf{T}}\|_2$ and $\|\bar{\mathbf{y}}\|_2$ is evaluated as follows¹⁶.

From Eq.(50) with the assumption of dynamic free state controller $\mathbf{D}_K = \mathbf{K}$, one has

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\begin{array}{c|c} \left(\begin{array}{cc} \mathbf{A} - \bar{\mathbf{B}}_2 \mathbf{D}_K & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{array} \right) & \left(\begin{array}{c} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \mathbf{0} \end{array} \right) \\ \hline (\bar{\mathbf{C}}_1 + \bar{\mathbf{D}}_{12} \mathbf{D}_K & \mathbf{0}) & \mathbf{0} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K} & \mathbf{I} \\ \hline (\mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C}) + (\mathbf{R}^{1/2})\mathbf{K} & \mathbf{0} \end{array} \right] = \quad (145)$$

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\left(\begin{array}{c} \mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C} \\ \mathbf{0} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \mathbf{0} \\ \mathbf{R}^{1/2} \end{array} \right)\mathbf{K} \right] (s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K})^{-1} = \left[\left(\begin{array}{c} \mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C} \\ \mathbf{0} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \mathbf{0} \\ \mathbf{R}^{1/2} \end{array} \right)\mathbf{K} \right] \Phi_{cl}(s) \quad (146)$$

$$\bar{\mathbf{T}}^H(s)\bar{\mathbf{T}}(s) = \Phi_{cl}^H(s) \left[\mathbf{K}^T(\mathbf{0} : \mathbf{R}^{1/2,T}) + (\mathbf{C}^T\mathbf{Q}^{1/2,T} : \mathbf{0}) \right] \left[\left(\begin{array}{c} \mathbf{Q}^{1/2}\mathbf{C} \\ \mathbf{0} \end{array} \right) + \left(\begin{array}{c} \mathbf{0} \\ \mathbf{R}^{1/2} \end{array} \right)\mathbf{K} \right] \Phi_{cl}(s) = \quad (147)$$

$$= \Phi_{cl}^H(s) [\mathbf{C}^T\mathbf{Q}\mathbf{C} + \mathbf{K}^T\mathbf{R}\mathbf{K}] \Phi_{cl}(s). \quad (148)$$

For $\bar{\mathbf{u}}_1$ a Dirac input vector it results

$$\delta^H \bar{\mathbf{T}}^H \bar{\mathbf{T}} \delta = \mathbf{x}^T (\mathbf{C}^T \mathbf{Q} \mathbf{C} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K}) \mathbf{x} = \mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{y} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u} \quad (149)$$

and

$$\|\bar{\mathbf{y}}_1(s)\|_2^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{\mathbf{u}}_1(s) \bar{\mathbf{T}}^H(s) \bar{\mathbf{T}}(s) \bar{\mathbf{u}}_1(s) d\omega = \int_0^{\infty} \bar{\mathbf{y}}^T(t) \bar{\mathbf{y}}(t) dt = \int_0^{\infty} (\mathbf{y}^T \mathbf{Q} \mathbf{y} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt. \quad (150)$$

C Evolving Equations

The derivation of Eq.(66) from Eq.(60) is carried out.

First of all, note, there are two equivalent representations with Hamiltonian matrix \mathbf{H} and associated algebraic Riccati equation (ARE)

$$\mathbf{H} = \left(\begin{array}{cc} \mathbf{A} & \mathbf{R}_1 \\ \mathbf{Q} & -\mathbf{A}^T \end{array} \right) \quad \mathbf{A}^T \mathbf{X} + \mathbf{X}\mathbf{A} + \mathbf{X}\mathbf{R}_1\mathbf{X} - \mathbf{Q} = 0, \quad \mathbf{A} + \mathbf{R}_1\mathbf{X} \text{ is stable} \quad (151)$$

$$\mathbf{H} = \left(\begin{array}{cc} \mathbf{A} & -\mathbf{R}_1 \\ -\mathbf{Q} & -\mathbf{A}^T \end{array} \right) \quad \mathbf{A}^T \mathbf{X} + \mathbf{X}\mathbf{A} - \mathbf{X}\mathbf{R}_1\mathbf{X} + \mathbf{Q} = 0, \quad \mathbf{A} - \mathbf{R}_1\mathbf{X} \text{ is stable}. \quad (152)$$

By Eq.(50), for the full-state controller, one has $\mathbf{A}_K = \mathbf{B}_K = \mathbf{C}_K = \mathbf{0}$, $\mathbf{D}_K = \mathbf{K}$ and

$$\bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K} & \mathbf{0} \mid \mathbf{B}_1 \\ \hline \mathbf{0} & \mathbf{0} \mid \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{C}_1 + \mathbf{D}_{12}\mathbf{K} & \mathbf{0} \mid \mathbf{0} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{c|c} \check{\mathbf{A}} & \check{\mathbf{B}} \\ \hline \check{\mathbf{C}} & \check{\mathbf{D}} \end{array} \right]. \quad (153)$$

Using Eq.(60),

$$\mathbf{H}_\gamma = \left(\begin{array}{cc} \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K} & -\mathbf{B}_1 \frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1^T \\ (\mathbf{C}_1 + \mathbf{D}_{12}\mathbf{K})^T (\mathbf{C}_1 + \mathbf{D}_{12}\mathbf{K}) & -(\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K})^T \end{array} \right). \quad (154)$$

Applying several assumptions (*Doyle, J.C., et al. 1988, 1989*)

$$\bar{\mathbf{D}}_{12}^T \bar{\mathbf{C}}_1 = \mathbf{0}, \quad \bar{\mathbf{D}}_{12}^T \bar{\mathbf{D}}_{12} = \mathbf{I}, \quad (\bar{\mathbf{C}}_1, \bar{\mathbf{A}}) \text{ observable}, \quad (\bar{\mathbf{A}}, \bar{\mathbf{B}}_2) \text{ stabilizable}, \quad (155)$$

one finds

$$\mathbf{H}_\gamma = \left(\begin{array}{cc} \mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K} & -\frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \\ \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 + \mathbf{K}^T \mathbf{K} + \mathbf{0} + \mathbf{0} & -(\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K})^T \end{array} \right). \quad (156)$$

The associated Riccati equation according to Eq.(151) is

$$(\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K})^T \mathbf{P} + \mathbf{P}(\mathbf{A} + \mathbf{B}_2\mathbf{K}) - \mathbf{P} \frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \mathbf{P} - \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{K}^T \mathbf{K} = \mathbf{0}. \quad (157)$$

¹⁶Minimizing the H_2 norm from input to output is also equivalent to minimizing the performance of the system reacting on an arbitrary initial condition. For specified terminal state see *Willems, J.C., 1971*. If the input can be approximated by a white vector noise with the autocovariance matrix $E\{\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^T(t)\} = \mathbf{I} \cdot \delta(t)$, then the power of the output is $E\{\mathbf{y}^T(t)\mathbf{y}(t)\} = \|\bar{\mathbf{T}}\|_2^2$. The H_2 norm is responsible for valuating the root mean square of the response to white noise inputs.

Assume $\mathbf{K} = \mathbf{B}_2^T \mathbf{P}$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} + \mathbf{P} \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} - \mathbf{P} \frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \mathbf{P} - \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{P} \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} = \mathbf{0} \quad (158)$$

$$\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \mathbf{P} - \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 = \mathbf{0} . \quad (159)$$

This corresponds to

$$\mathbf{H}_\gamma = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & -\frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T + \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \\ \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 & -\mathbf{A}^T \end{pmatrix} \rightsquigarrow \mathbf{A} + \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \text{ stable} \quad (160)$$

or, following Eq.(152),

$$\mathbf{H}_\gamma = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & \frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \\ -\mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 & -\mathbf{A}^T \end{pmatrix} \rightsquigarrow \mathbf{A} - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T \mathbf{P} \text{ stable} \quad (161)$$

which equals Eq.(66). For generalization see *Francis, B., 1982* and *Foias, C., et al., 1991*.

D Example: H_∞ Norm of a PT_{2s} Transfer Function

Evaluate the maximum amplitude and frequency via H_∞ technique for a resonant PT_{2s} , plant $G(s) = 4/(4+s+s^2)$ with damping ratio $D = 0.25$ and its corresponding state-space tabular representation

$$G(s) = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{C} & \mathbf{D} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & 1 & 0 \\ -4 & -1 & 1 \\ \hline 4 & 0 & 0 \end{array} \right] . \quad (162)$$

Then, from Eq.(60) $\mathbf{R}_\gamma = \gamma^2 \mathbf{I}$ and

$$\mathbf{H}_\gamma = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{B} \frac{1}{\gamma^2} \mathbf{B}^T \\ \mathbf{C}^T \mathbf{C} & -\mathbf{A}^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -4 & -1 & 0 & -\frac{1}{\gamma^2} \\ 16 & 0 & 0 & 4 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{pmatrix} . \quad (163)$$

Evaluating the eigenvalues λ of \mathbf{H}_γ yields

$$\det(\mathbf{H}_\gamma - \lambda \mathbf{I}) = (\lambda^2 - \lambda + 4)(\lambda^2 + \lambda + 4) - \frac{16}{\gamma^2} = 0 \quad (164)$$

with the general solution

$$\lambda_{1..4} = \pm \sqrt{-\frac{7}{2}} \pm \sqrt{\frac{16}{\gamma^2} - \frac{15}{4}} . \quad (165)$$

The locus of the set of eigenvalues $\lambda_i[\mathbf{H}_\gamma]$ is depicted in Fig. 17, scaled with respect to γ . The arrow points in the direction of *decreasing* γ .

Direct and analytic searching for a purely imaginary eigenvalue $\lambda = j\omega$ yields

$$(-\omega^2 - j\omega + 4)(-\omega^2 + j\omega + 4) - \frac{16}{\gamma^2} = 0 \rightsquigarrow \gamma = \frac{4}{\sqrt{16 - 7\omega^2 + \omega^4}} . \quad (166)$$

γ is maximum if the denominator is minimum, hence from $-14\omega^2 + 4\omega^3 = 0$ one has $\omega = \sqrt{14}/2$; 0, corresponding to $\gamma = 2.066$; 1. Only the first value $\gamma_o = 2.066$ is of interest.

Note that in the given scalar case $\gamma_o = \sup_\omega |G|$

$$\gamma_o = \|G(s)\|_\infty = \sup_\omega \sqrt{\lambda[G^H G]} = \sup_\omega \sqrt{G^* G} = \sup_\omega \sqrt{|G|^2} = \sup_\omega |G| . \quad (167)$$

For scalar systems the energy gain coincides with the maximum fraction of the signals' moduli. For comparison see the characteristic plot of $G(j\omega)$, e.g., in *Weinmann, A., 1994, Eq.(3.21) and Fig. 4.7*. The parameters of the PT_{2s} element are $\omega_N = 2$, $D = 0.25$ and the resonance values are

$$|G_{rz}| = \frac{1}{2 D \sqrt{1 - D^2}} = \frac{8}{\sqrt{15}} = 2.066 , \quad \omega_{rz} = \omega_N \sqrt{1 - 2 D^2} = \frac{\sqrt{14}}{2} = 1.871 , \quad (168)$$

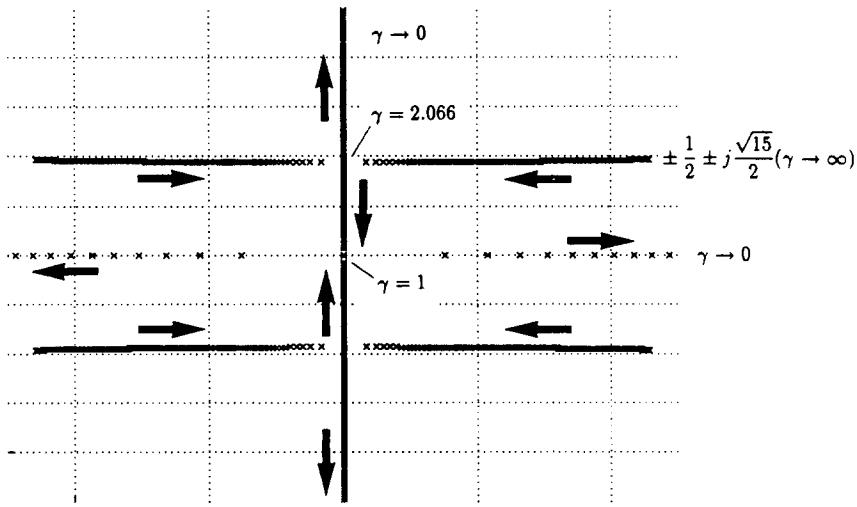


Figure 17: Eigenvalue locus of H_γ

confirming the former results.

Now, consider the control system consisting of G and an internal feedback $u = \mathbf{k}^T \mathbf{x} = (k_1 \ k_2)^T \mathbf{x}$ and an additional input u_1 . Then,

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{k}^T)\mathbf{x} + \mathbf{b}u_1 \quad y = \mathbf{c}^T \mathbf{x} \quad (169)$$

and

$$y(s) = \bar{\mathbf{T}}(s)u_1(s) \quad \bar{\mathbf{T}}(s) = \left[\begin{array}{cc|c} 0 & 1 & 0 \\ -4+k_1 & -1+k_2 & 1 \\ \hline 4 & 0 & 0 \end{array} \right]. \quad (170)$$

Repeating the derivation yields

$$\omega^2 = 4 - k_1 - 0.5(k_2 - 1)^2 \quad \rightsquigarrow \quad \gamma = \frac{4}{(1-k_2)\sqrt{4-k_1-0.25(1-k_2)^2}}. \quad (171)$$

In order to guarantee stability

$$-\infty < k_1 < 4 \quad \text{and} \quad -\infty < k_2 < 1 \quad (172)$$

is required. The result

$$\gamma = \max_{\omega} |\mathbf{c}^T(s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{b}\mathbf{k}^T)^{-1}\mathbf{b}| \quad (173)$$

turns out as a monotonic function between 0 and ∞ . E.g., for $\gamma \leq 1$ the conditions are $k_1 < -1$ and $k_2 < -1$.

E Example: Hamiltonian Matrix in H_2

Referring to an example in Weinmann, A., 1995, Vol. 2, p. 150, the I_2 plant is

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 2 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{C} = (1 \ 0), \quad \mathbf{Q} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad R = 1. \quad (174)$$

By Riccati equation

$$\mathbf{P} = 0.5 \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{K} = -\mathbf{R}^{-1}\mathbf{B}^T\mathbf{P} = (-1 \ -1) \quad (175)$$

and

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}) = s^2 + 2s + 2 \equiv (s+1-j)(s+1+j). \quad (176)$$

Establishing the Hamiltonian matrix yields

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} \mathbf{A} & -\mathbf{BR}^{-1}\mathbf{B}^T \\ -\mathbf{Q} & -\mathbf{A}^T \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -4 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{pmatrix} \quad (177)$$

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{H}) = \lambda^4 + 4 = 0 \quad \sim \quad \lambda_{1..4} = \pm 1 \pm j \quad (178)$$

Selecting the stable solutions $\lambda_{1,2} = -1 \pm j$ confirms Eq.(176).

F Example: Tabular Representation for Overall Weighting Matrices

Given a multivariable system with three inputs and three outputs and dynamic order one

$$\mathbf{y} \triangleq \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} \quad \mathbf{u} \triangleq \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{pmatrix} \quad \mathbf{y} = \mathbf{W}_{res}\mathbf{u} . \quad (179)$$

For the specified setting

$$\mathbf{W}_{res} = \begin{pmatrix} \frac{1}{s+1} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & a \end{pmatrix} \quad (180)$$

using

$$\frac{1}{s+1} = \left[\begin{array}{c|c} -1 & 1 \\ \hline 1 & 0 \end{array} \right] \quad \text{and} \quad a = \left[\begin{array}{c|c} 0 & 0 \\ \hline 0 & a \end{array} \right] , \quad (181)$$

the system equations in state space are

$$\dot{\mathbf{x}} = \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{Ax} + B_1u_1 + B_2u_2 + B_3u_3 \quad (182)$$

$$y_1 = C_1\mathbf{x} + D_{11}u_1 + D_{12}u_2 + D_{13}u_3 \quad (183)$$

$$y_2 = C_2\mathbf{x} + D_{21}u_1 + D_{22}u_2 + D_{23}u_3 \quad (184)$$

$$y_3 = C_3\mathbf{x} + D_{31}u_1 + D_{32}u_2 + D_{33}u_3 . \quad (185)$$

Thus, one has

$$\mathbf{W}_{res} = \left[\begin{array}{c||c|ccc} & \mathbf{x} & u_1 & u_2 & u_3 \\ \hline \hline \mathbf{x} & -1 & 1 & 0 & 0 \\ y_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ y_2 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ y_3 & 0 & 0 & 0 & a \end{array} \right] . \quad (186)$$

For a different setting the result is

$$\frac{\beta}{s} = \left[\begin{array}{c|c} 0 & \beta \\ \hline 1 & 0 \end{array} \right] \quad \sim \quad \mathbf{W}_{res} = \begin{pmatrix} \alpha & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\beta}{s} & 0 \\ 0 & 0 & \gamma \end{pmatrix} = \left[\begin{array}{c||c|ccc} & \mathbf{x} & u_1 & u_2 & u_3 \\ \hline \hline \mathbf{x} & 0 & 0 & \beta & 0 \\ y_1 & 0 & \alpha & 0 & 0 \\ y_2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ y_3 & 0 & 0 & 0 & \gamma \end{array} \right] . \quad (187)$$

G State-Space Relations for Series Connection of \mathbf{G}_1 and \mathbf{G}_2

By equating

$$\begin{aligned} \mathbf{G}_1(s)\mathbf{G}_2(s) &= [\mathbf{C}_1(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_1)^{-1}\mathbf{B}_1 + \mathbf{D}_1] \times [\mathbf{C}_2(s\mathbf{I} - \mathbf{A}_2)^{-1}\mathbf{B}_2 + \mathbf{D}_2] = \\ &= \mathbf{G}(s) = [\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}] , \end{aligned} \quad (188)$$

partitioning of \mathbf{A} and using the inversion formula for partitioned matrices yields

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_1 \\ \hline \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1 \end{array} \right] \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{A}_2 & \mathbf{B}_2 \\ \hline \mathbf{C}_2 & \mathbf{D}_2 \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc|c} \mathbf{A}_2 & 0 & \mathbf{B}_2 \\ \mathbf{B}_1\mathbf{C}_2 & \mathbf{A}_1 & \mathbf{B}_1\mathbf{D}_2 \\ \hline \mathbf{D}_1\mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 & \mathbf{D}_1\mathbf{D}_2 \end{array} \right] . \quad (189)$$

Artificial Intelligence Methods in Simulation, Modeling, and Identification

Gabriela Varvara
„Gh. Asachi“ Technical University of Iasi, Romania

Abstract:

This paper presents a short overview of the applications of artificial intelligence in system identification. System identification generally refers to the prediction of responses to arbitrary inputs from mathematical models. However, much of interaction with the environment is based on non-numerical, symbolic representation: for instance, it is not necessary to solve the equations of motion numerically in order to drive a car. One can thus design knowledge-based systems to answer more complex questions, such as:

- “What strategy should be pursued to reach a given goal?”
- “Have we encountered similar problems in the past?”

The use of AI methods in the design of intelligent simulation, modeling and estimation are briefly discussed. Then the essential features of an expert system devoted to the identification of linear, discrete time system, single-input / single-output as well as the semantic networks and task description formalism used were present in this paper.

1. An overview of AI systems

System identification usually begins with the construction of the model structure. An alternative class of mathematical models of system behavior are those called „non-numerical“ „knowledge-based“, or „symbolic“ models. Many examples can be given, such as:

- the description of the characteristics of an animal,
- the description of the effects of some drugs on headaches,
- the description of car diagnosis, etc.

This kind of modeling include heuristic and intuitive aspects, which cannot be included in mathematical models. The author stresses this because mathematical models are also symbolic, since they use mathematical symbols and they are also knowledge-based, since they embody existing knowledge of physical principles.

Afterwards, state variables which cannot be measured and unknown parameter values in this model structure are estimated.

Knowledge about the system is included in this process in two ways:

- the structure of the equations (contains our understanding of the physics of the system);

- the choice of the identification technique:
 - the nature of the system (i.e., linearity or type of non-linearity, time variability, system order);
 - the suitability of a given algorithm to the problem at hand;

For many real systems, in situations where the knowledge of the system is insufficient to enable construction of physics-based models (studies of diseases in living organisms or in situations where the knowledge is at least partly symbolic), this knowledge resides in the experience of the investigator, rather than in the software itself. Thus AI programs which process words and pictures are more appropriate alternatives.

Knowledge-based systems are a subset of AI systems which are designed to reason with a large amount of symbolic information in a specific domain. They usually include data, generally accepted facts, but also heuristics and „rules of thumb“ about the behavior of a process. All these are comprised in two components:

- the knowledge base (facts and heuristics);
- the inference module (programs for reasoning with the knowledge);

They offer an alternate view of the domain of process identification. In the last period it has become apparent that the most successful expert systems are those which are restricted to a relatively narrow domain and contain as much knowledge as possible about the domain. The power of inference mechanism has been found to be less important than the amount and quality of the knowledge (Goodall, Waterman and Lenat and others).

There are three different directions in the development of such knowledge-based systems:

- intelligent simulation;
- symbolic modeling;
- knowledge-based identification;

1.1 Intelligent simulation

Intelligent simulation comprises tools for generating highly user-oriented, interactive systems with the following facilities:

- can be accessed in natural language;
- do not require user knowledge of specialized simulation languages,
- analyze the resulting system for completeness, redundancy, stability and other criteria;
- explain the performance to the user,
- learn from their mistakes;

There are some remarkable achievements in this field, such as:

- **KBS** (Knowledge Based Simulation System - Carnegie Mellon University) designed for studies of the „factory of the future“ concepts;
- **BOSS** (Block Oriented System Simulator - University of Kansas) designed for modeling communication systems;

- **SIMKIT** (IntelliCorp) - set of tools for simulation based on the AI environment KEE (Knowledge Engineering Environment);
- **EZSIM** - (simulator - University of Southern California) object-oriented system designed for discrete-event oriented models of manufacturing processes and many others.

The major emphasis of the current generation of AI-based aids for simulation concerns:

a) user interfaces:

- object-oriented programming (allow modularity and easy modification of models);
- graphics editors (allow assembly of a model from a library of blocks; cause-effect relationships for each block are checked for consistency);
- natural language interfaces (for English language descriptions of the model);
- AI-oriented shells and simulation environments.

b) intelligent simulation analyzers:

provide interface for developing and manipulating the simulated model. Their major power lies in the reasoning capabilities for:

- evaluating the options available in constructing a model;
- suggesting sources of potential trouble;
- debugging an error location,
- looking for hidden algebraic loops;
- inferring new rules from experience;
- discovering undefined variables and redundancies.

The most recent research in this field concerns the facilities of such systems (endowed with the ability to learn from experience) of advising the user on suitable optimization and identification algorithms.

1.2 Symbolic modeling

In the future, perhaps one of the major contributions of AI to system identification may be found in the alternate point of view on systems behavior. The models will consist of verbal or other symbolic input-output descriptions, rather than numerical ones. For instance, a possible input-output behavior of a car could be the relation between the force on the brake pedal and the distance needed to stop it. Our interaction with the environment is usually based on such type of models which certainly embodies physical laws. This modeling type is called „symbolic“; it is especially qualitative and it can comprise the description of systems (biological, environmental, sociological, etc.) whose complexity defies mathematical models. There are several methods for the representation of knowledge in these types of models:

a) production rule model:

the oldest and perhaps the best known method. These models were originally developed by Newell and Simon to represent human cognitive process; knowledge was encoded in condition-action pairs, named „productions“. In terms of system identification, it is very important that productions are analogous to stimulus-response pairs; it is the normal human thinking about the input-output behavior of systems. The rules embody both scientific and

heuristic knowledge about the process. In fact a production system is a model of a given process; obtaining the set of valid rules is just an alternate method of system identification.

b) frame-based model:

consists of data structures named „frames“; they can be categorized by means of pre-defined relationships (slots). In this case, the process of identification consists of filling the slots in the frame. The advantages of frame-based models are their capabilities of handling stereotyped knowledge. But there must be stressed the fact that they cannot avoid the removing of „slots“ (any misbehavior remove the object from the frame; from this point of view, a dog with no tail is not a dog).

c) script model:

developed by Roger Shank for understanding natural languages: it is a pre-defined framed structure which contains:

- primary concepts;
- forming rules;

related by conceptual dependencies. We can use just a few primary concepts and forming rules to describe any statement of a natural language. Scripts encode in an appropriate form the usual experience such are shopping, mending the car, etc.

All these types of models are different ways of representation symbolic knowledge. For a given process the appropriate model can be used to predict system behavior from known inputs and experimental conditions; the identification phase can be an integral part of system modeling.

1.3 Knowledge-based identification

In spite of the power of AI techniques, the domain of traditional aspects of system identification and estimation is in the beginning. There are a number of ongoing research efforts (Bergeon et al., 1991), (Haest et al., 1988), (Gentil et al., 1990) each of them being focused on a particular expertise in identification. These expert systems use knowledge about the process and about various identification methods to construct mathematical models and estimate their parameter values or to construct symbolical models and postulate certain properties of simple dynamic systems. In addition, they advise the experimenter in the matter of data acquisition, model formulation and interpretation.

The equations describing the physical phenomena taking place in a system offer the structure of a mathematical model. However, in many cases the model is a „grey box“ or a „black box“ and the causal chain is not completely known. The human expert examines input/output data and deduces structural information as linearity, non-stationarity, existence of certain non-linearities or minimum system order. In some cases the model is a mixed description: physic and heuristic. We can offer simple examples (Bekey, 1988) of observations on the behavior of simple single-input / single-output systems:

- when forced by Gaussian inputs, the system response is consistently non-Gaussian;
- the output signal in response to sinusoidal inputs is a sinewave of twice the input frequency;
- no output is observed until the input amplitudes exceed x units, etc.

These observations help us to postulate certain properties of dynamic systems. Such kind of information are appropriately coded in rules - a way for system identification preferred by the author is to use rule-based tools.

2. Designing a symbolic module for identification

In this section a modelling type of knowledge relating to intelligent identification procedure will be described. In addition a practical example of designing is given, which offers an original hierarchical architecture (Bergeon et al., 1991) with three main components:

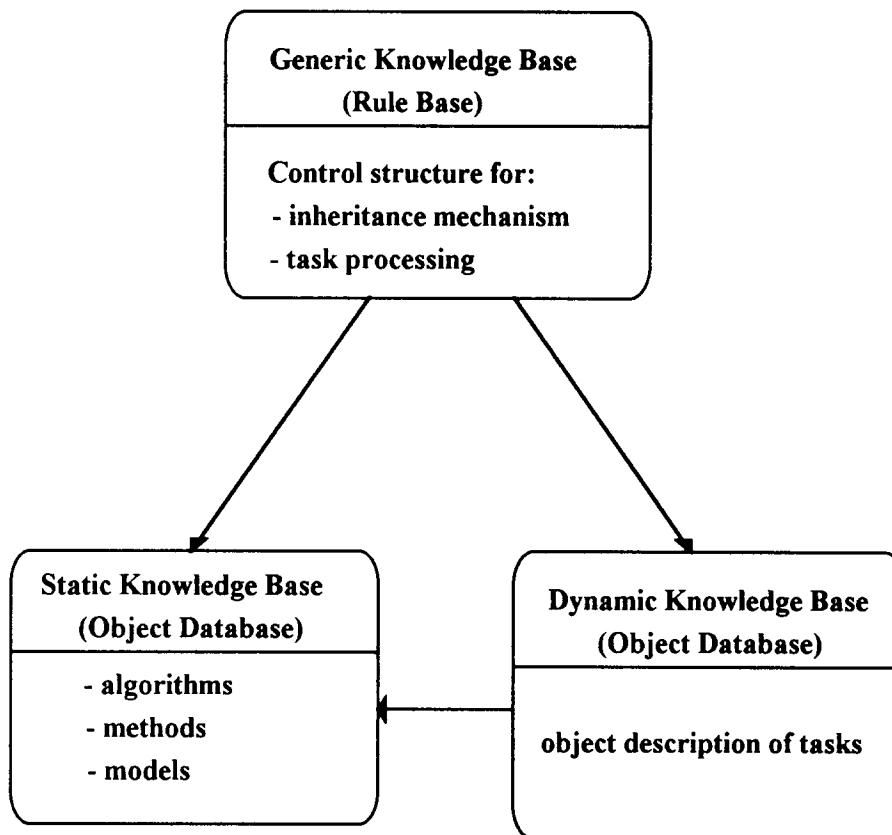


Fig. 1: System Architecture

The Static Knowledge Base contains a model of knowledge domain independently of its possible uses. It is the actual basis of expertise and it can be found in every identification book.

The Dynamic Knowledge Base contains a model of the strategy that an expert uses when he achieves a task. It points out how to use the static knowledge to solve the problem.

The Generic Knowledge Base provides control structures for:

- checking the coherence and the semantic integrity of the knowledge from Static and Dynamic Knowledge Bases;
- making Static and Dynamic Knowledge Bases operative;

It expresses the genericity of subordinate structures, independently of the specific contents of knowledge.

This architecture is different from the usual „Model Based“ systems where the generic and the dynamic components are merged in a task processor manipulating the Static Knowledge Base. It also differs from the first generation architecture, where static and dynamic knowledge are mixed. It awards the flexibility, the evolutivity and the maintainability of the expert system. To elaborate an expert system with the structure above, one must follow the next steps:

- -the specification phase comprising two layers:
 - the description layer (static and dynamic description);
 - the control layer;
- the design phase (transform the specification in a design model; Fig. 1);
- the coding phase (choice of the AI language and writing the programs);

It must be noted that the development of a complex knowledge based system is a loop where the specification is re-examined several times.

The method presented above is not unique, but - despite of there are existing almost as many expert's strategies as there are existing experts - it focused on the genericity and evolutivity of the knowledge base.

2.1 Example of practical design

In the following a practical example of designing an identification expert system for single-input / single-output, linear, lumped, time-constant, discrete-time systems is presented. The main idea was formulated in (Bergeon et al., 1991).

It presents the detailed application of the general scheme for identification loop emphasized by L. Ljung (Ljung, 1987). This framework comprises three main procedures:

- the Experiment Design (choice of inputs and treatments of data);
- the Identification Procedure (choice of the model structure, of the criterion of fitness related to the parameters estimation method and of a particular algorithm);
- the Validation (which decides either to initiate a new identification loop or to stop the system - the required confidence was reached).

It is necessary to note, that the given example comprises only the Identification procedure.

It starts with an unstructured list of objects currently used in identification practice (the knowledge about identification techniques for discussed systems). Afterwards it continued step-by-step to a structured description, using semantic networks.

2.1.1 The static description

The Model Structures

Using the general polynomial equation of a discrete-time system (Ljung, 1993):

$$A(q) y(t) = [B(q) / E(q)] u(t-d) + [C(q) / D(q)] e(t)$$

with q = the delay operator;

For some particular values of the degrees of these polynomials it results different structures:

ARX:	F=D=C= 1
ARMAX:	F=D= 1
OE:	A=C=D= 1
ARARX:	F=C=1
ARARMAX:	F=1
BJ:	A=1

It can be observed that ARX is a particular form of ARMAX, which is again a particular form of ARARMAX, etc. The set of Model Structure is linked via an inclusion relation and all these structures comprise the following properties:

- the noise model;
- the flexibility (ability of describing different possible systems (Ljung, 1993);
- parsimony: removing unnecessary parameters.

All these information are comprised in the following array:

Model structure	Noise model	Flexibility	Parsimony
ARX	none	low	more simple
OE	none	low	more simple
ARMAX	MA	medium	simple
ARARX	AR	medium	simple
ARARMAX	ARMA	high	less simple
BJ	ARMA	high	less simple

Table 1: The Model Structure

The Algorithms

There are three kinds of numerical algorithms for discrete-time linear systems estimation:

- numerical minimization (non-linear programming) applied to all the data files;
- factorized algorithm (processing of several pairs of input/output data);
- recursive algorithm (processing of one input/output pair after the other).

The properties of these algorithms concerning time of processing and accuracy are summarized in the following array:

Algorithm type	Efficiency	Processing type
recursive	little efficient	sequential
factorized	efficient	sequential / global
numerical minimization	very efficient	global

Table 2: The Algorithm Type

The Parameter Estimation Methods

The parameter estimation methods (PEM) are mappings from the set of data to the set of parameters. They are formed by minimization of some norm of error sequence, thus they differ by:

- the definition of the norm;
- the definition of the error to be minimized. But these methods have also other interesting characteristics:
- the need of previous estimation (initialization values of parameters by cheapest, less efficient PEM);
- the computing cost (independently of the used algorithm);
- the noise level (the ability of PEM to deal with the signal/noise ratio on the input/output data);
- disturbances model (some PEM estimate noise model, others do not);
- offset sensitivity (sensitivity to continuous component of the data),

all related to the computing algorithm and the model structure in the array shown in Table 3.

where

- LSE: Least Squares Estimator
 ELS: Extended Least Squares
 MLE: Maximum Likelihood Estimator
 IV: Instrumental Variable
 R: Recursive
 F: Factorized
 NM: Numerical Minimization

Method	Model Structure	Noise level	Previous estimation	Algorithm type	Error type	Processing cost
LSE	ARX	low	no	R F	prediction	low
ELS	ARMAX	low	no	R F	prediction	low
MLE	ARMAX	high	yes / no	R NM	prediction	medium / expensive
IV	ARARMAX	high	yes / no	R NM	prediction	medium / expensive

Table 3: The PEM Descriptive Array

It can be observed that the identification procedure contains three classes of objects:

- Model Structure;
- Algorithm;
- Method.

For each class of objects there is a set of attributes classes. The relation between a class of objects and an attribute class is called ATrIBUTE Of (ATO) and defines two semantic ATO networks:

- build from the first row of each array (Fig. 2);

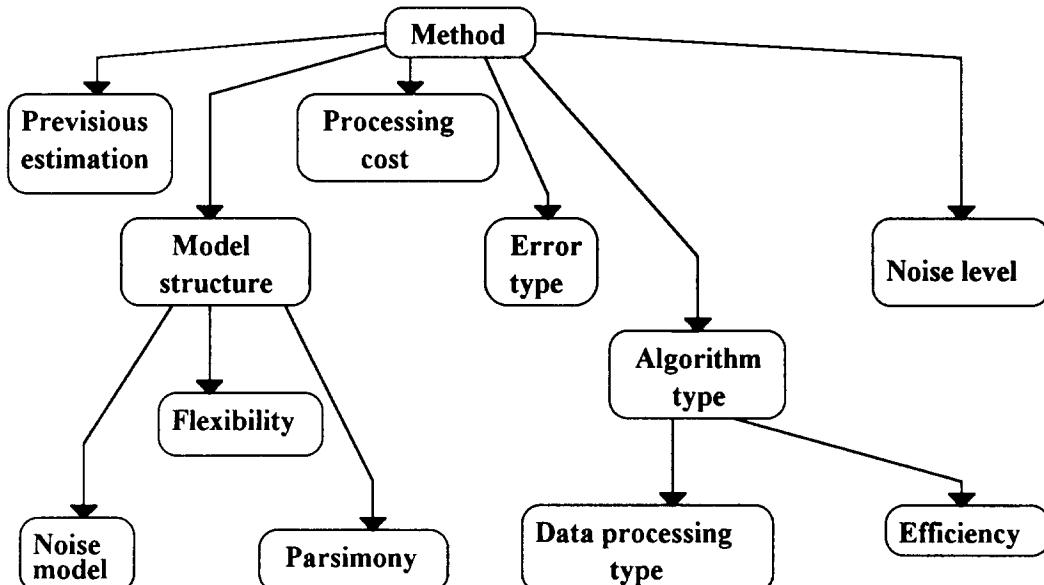


Fig. 2: ATO PEM Class Network

- built as instance on every row (Fig. 3 represents just a single example);

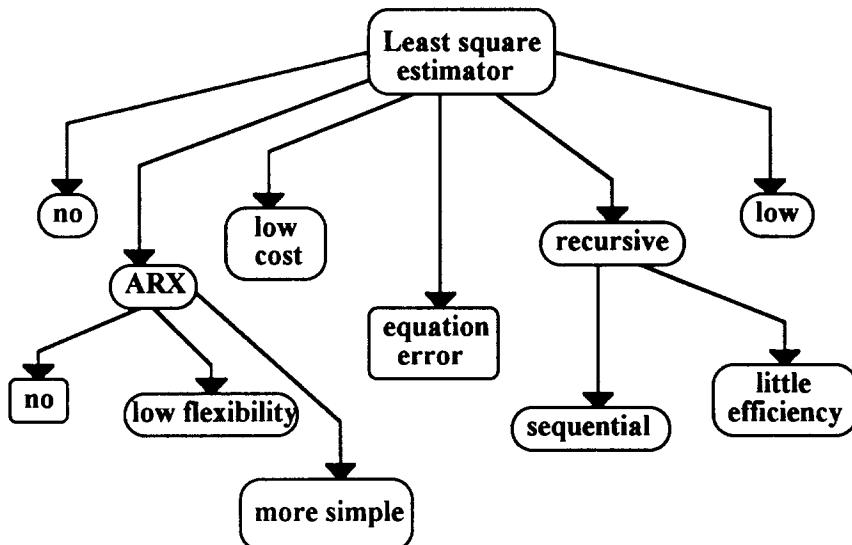


Fig. 3: Instanciated ATO Network

There are other two networks:

- the „semantic IS network“ (relates every class to its own instantiations; every node in ATO network has its own IS network - Fig. 4);

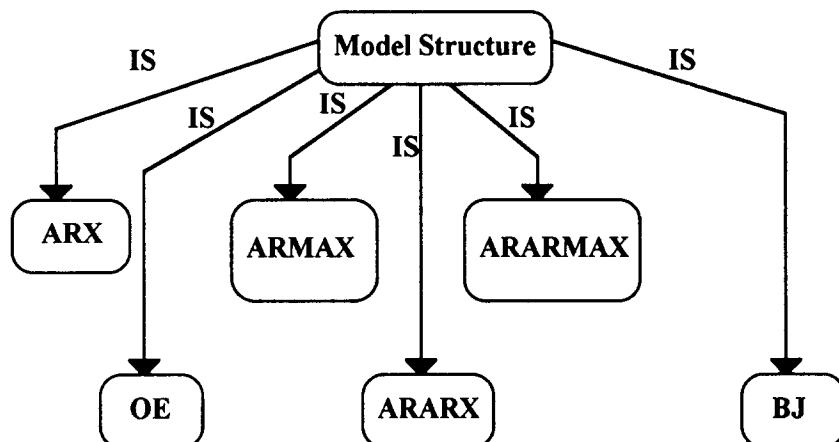


Fig. 4: Example of IS Network

- the APO (A Part Of) network (it details an inheritance relation between some objects: for example a highly flexible model structure can be considered as also lowly flexible; Fig. 5);

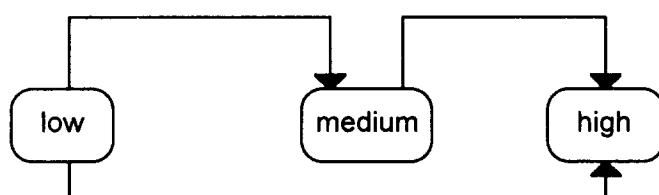


Fig. 5: Example of APO Network (Flexibility of Structure)

All the structures presented above are general formal descriptions independent of the practical software framework.

2.1.2 The dynamic description

Apart from the Static Knowledge Base description being presented above, this section details the strategy of an expert in identification, the „Dynamic Knowledge Base“. In this field one must focus on the genericity aspects because there are different strategies from one expert to each other and, moreover, each expert's strategy change with his own experience growing.

It will be presented just the Dynamic Knowledge Base involved in the identification procedure (i.e. all data recorded, degrees of the polynomials A, B and delay known from the factorized algorithm of LSE and Akaike test). The noise level has been deduced from the values of residuals at end of the above first phase named „the pre-characterization phase“.

At this point one must choose the triplet: Algorithm - Model Structure - Method in an appropriate manner (according to a priori knowledge, experimental design, pre-characterization phase). The adopted strategy will, in fact, consist in a sequential selection of objects for every classes in some few steps:

- 1) Choice of algorithm (according to the form of data: length, on /off-line, etc.);
- 2) Choice of the model structure (according to: noise level, a priori knowledge, aim of the user - e.g. whether a model of the noise is needed or not);
- 3) Choice of method for the above algorithm and model structure (according to the principles of: parsimony of Model Structure, efficiency of Algorithm and lowest computation cost of PEM, etc.).

All these choices are inter-related and it is difficult to design a linear procedure. Then the „identification task“ appears as a succession of three types of tasks (Fig. 6):

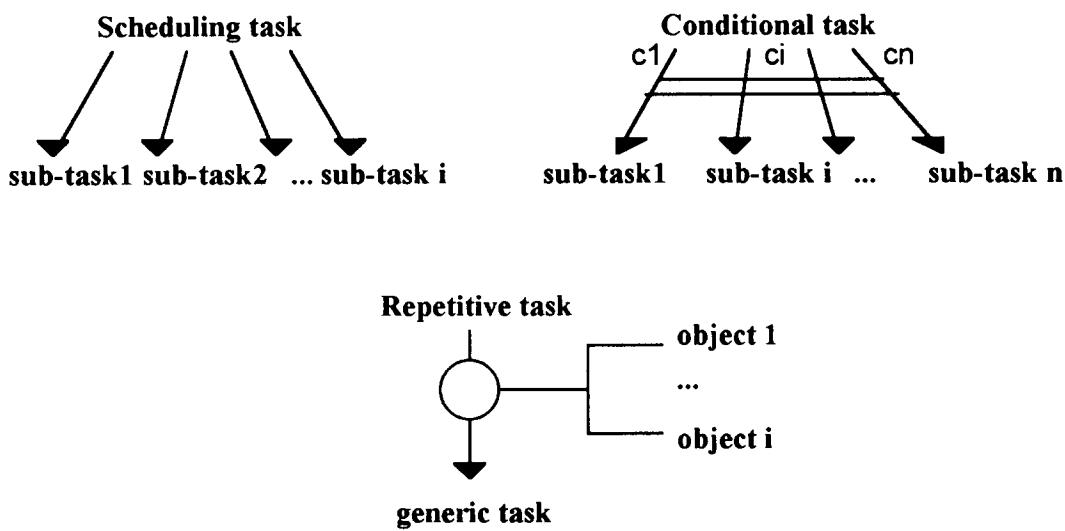


Fig. 6: Types of Tasks

- the scheduling tasks (are composed of sub-tasks, which must be executed in the declared order);
- the conditional tasks (are composed of sub-tasks the execution of which depends on a particular condition ci);
- the repetitive tasks (the same task is repeated on an ordered list of objects).

When the objectives are well known it is easy to construct a scheduling task scheme (it is a tree processed with depth-first strategy):

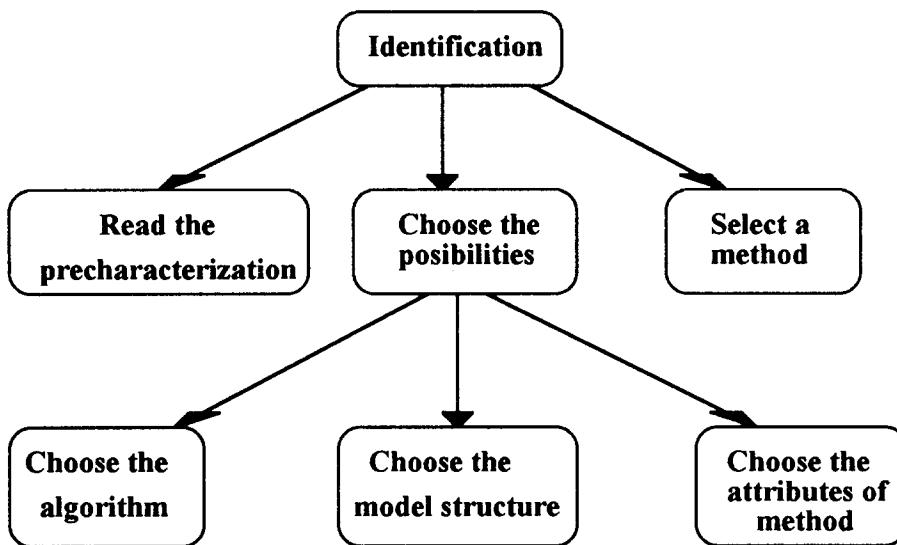


Fig. 7: Identification Task

The way the „Choose possibilities“ task selects the attributes of concerned objects is either asking the user or examining certain conditions (noise level, type of data, etc.). One can create, in fact, a counter for each object; it will be incremented each time the object possesses a chosen attribute; then the object with maximally estimated counter will be selected. An example of „choose“ task is depicted in Fig. 8.

2.1.3 The generic description

In this section the Generic Knowledge Base of the proposed system architecture will be presented. It comprises generic rules, so that modifications in the knowledge are as easy as possible. For the evolutivity and maintainability of the identification tool, most parts of the control structure will be included in this generic component.

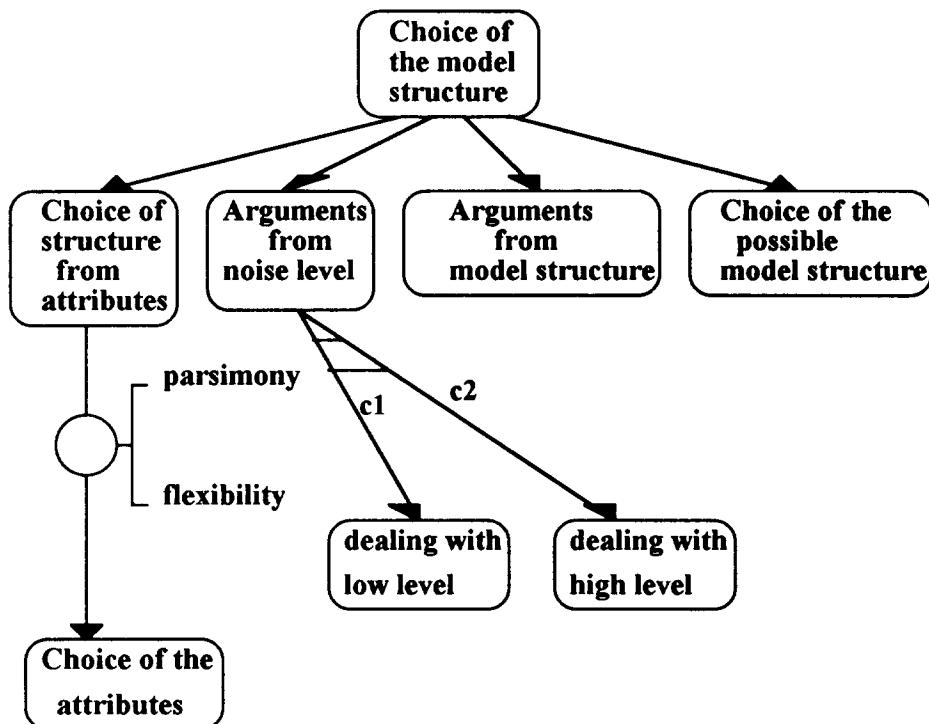


Fig. 8: „Choice of Model Structure“ Task

Some examples of generic rules will be given to point out the meaning and the importance of this module:

- 1) for the Static Knowledge Base one can apply the rule which concerns the inheritance mechanism (low level noise is a particular case of high level noise):

```

IF the noise level treated by IV IS X
AND Y is lower than X
THEN the noise level treated by IV includes Y
  
```

In such a way, it would be necessary to use as many rules as there are existing APO links. In fact, one can make just one generic rule:

```

IF A ATO Object IS a X
AND Y AP 0 X
THEN A ATO object IS a Y
  
```

- 2) for the Dynamic Knowledge Base - a given task can be one of: waiting, triggered, executed. A generic description of a scheduling task (part of task manager) can be defined as follows:

```

IF T is a scheduling task
AND ST is a sub-task of T
AND T is triggered
AND ST is waiting
AND PT is the task preceding ST
AND PT is executed
THEN ST is triggered
  
```

In this way the generic module is made out of a few twenty generic rules.

3. Conclusions

This paper is presenting an overview of artificial intelligent methods used in system identification. The author have especially pointed out an designing procedure for intelligent identification purpose, which offers genericity, flexibility and maintainability of the resulting tool. The architecture of this expert system is based on two layers: a description layer and a control layer. The coding of this system has been made in Xi Plus (expert system shell) (Bergeon et al., 1991) but it can also be realized using Clips AI language (object oriented version) for the production rules combined with Matlab environment for numerical estimation functions and C++ for some functions of the task manager (in development).

It can be concluded that today there is an increasing interest in using AI methodology in System Identification despite of the fact that „the state of art“ products used by control engineers are still based on numeric. AI will provide the necessary „master“ for a considerable number of specific problems.

References

- Giarratano, Ryley, 1991, Expert systems: Principles and Programming, PWS Publishing.
- Ljung L., 1993, Perspectives on the process of identification, IFAC World Congress, Sydney, Australia.
- Ljung L., 1987, Systems Identification: Theory for the user, Prentice-Hall.
- Bergeon B., Ermine J.L., Khaddad A., Monsion M., 1991, Generic expert system for identification of industrial processes, IFAC-IFORS Symposium on Identification, Budapest, Hungary.
- Bekey G.A., 1988, Knowledge based systems in modeling, simulation and identification, IFAC-IFORS Symposium on Identification and System Parameter Estimation, Beijing, PRC.
- Haest M., Bastin G., Gevers M., Wertz V., 1988, An expert system for system identification, 1st IFAC Workshop on Artificial Intelligence in Real Time Control, Swansea, UK.
- Gentil S., Barraud A.Y., Szafnicki K., 1990, SEXI: an Expert Identification Package, Automatica 25, nr.1.
- Christensen A., 1993, Prospects in symbolic processing for modeling in control system design, IFAC World Congress, Sydney, Australia.
- Alkhadad B., Bergeon B., Ermine J.L., Failnower C.M., Monsion M., 1993, A second generation expert system for control design, IFAC World Congress, Sydney, Australia.

13. Weltkongreß der IFAC (International Federation of Automatic Control)

San Francisco
1. - 5. Juli 1996

Der 13. Weltkongreß der IFAC fand heuer im Hotel Marriott im Zentrum von San Francisco statt. Ca 2000 Teilnehmer - zum Großteil von außerhalb USA - nahmen an ungefähr 1500 facheinschlägige Vorträge in bis zu 17 parallel verlaufenden Sessions teil. Der Anteil an Poster-Session betrug ca. 20%. Nach meiner Beobachtung brachte eine Diskussion mit den Autoren von Posters oft wesentlich informativere Ergebnisse als in den Sessions. Der Themenbereich auf diesem Kongreß reichte von Grundlagenforschung im Bereich der Regelungs- uns Steuerungstechnik bis hin zu Automatisierungsanwendungen in der Industrie. (Diese waren aber doch eher spärlich.) Auffallend war der Trend zum Einsatz von Fuzzy-Logic in vielen Bereichen. Offensichtlich existieren bereits eine große Zahl von Fuzzy-Tool-Entwicklungswerkzeugen, die auch von nicht Fuzzy-Spezialisten verwendet werden können, sodaß diese Technik nun in vielen Bereichen öfter effektiv angewendet werden kann.

Im folgenden werden ausgewählte Originalbeiträge der österreichischen Teilnehmer gekürzt und redaktionell überarbeitet wiedergegeben.

A. Weinmann Fuzzy Control

Fuzzy Control dringt in Gebieten weiter vor, in denen sich die Aufgabenstellung nicht in Form von Ein/Ausgangsbeziehungen an Variablen eines Differentialgleichungssystems darstellen läßt. In biologischen, ökonomischen Problemen oder komplexeren technischen Aufgaben liegt solcher Bedarf vor, etwa an komplizierten Manipulationsproblemen. Dafür bewähren sich die Wenn-Dann-Regeln der Fuzzy Logik besonders. Voraussetzung ist allerdings, daß eine denkmögliche und logisch präzisierbare Lösungsvorstellung existiert.

Der Zugang zu einer Lösung auf der Basis von Fuzzy-Logic-Rules ist allerdings ungleich leichter als im Wege von Differentialgleichungen. Dies hat zur starken Verbreitung von Fuzzy Control geführt.

Allen Zweiflern an der Bedeutung von Fuzzy Logic zum Trotz: Die Sprache zählt zu den wichtigsten Verständigungsmitteln des Menschen. Da Fuzzy Logic der Umgangssprache sehr nahe steht, wird ihre Bedeutung noch weiter zunehmen.

Die Anzahl der getrennt formulierbaren Regeln ist kaum ein Grund für Erschwernis, nachdem sie einfach miteinander in Einklang gehalten werden können. 90 Regeln unter einem Hut sind keine Seltenheit.

Mehr und mehr konzentriert man sich also auf die direkte Orientierung an einer konkreten Aufgabe im Wege der Fuzzy Logic, wie z.B. vollständige Manipulationsaufgaben (Einparken) anstelle einer einfachen Abstandsregelung. "From setpoint control to task control" lautet die Devise. "Ubiquity of intelligent systems" wird starker Nachdruck verliehen.

Spezielle Arbeiten sind dem Cell-State-Space gewidmet, der Stabilitätsuntersuchung auf der Basis differentieller Sensitivität, den nur schwach modellierten Regelstrecken. Fragen einer bewußt reduzierten Regelbasis ergeben auch interessante Aspekte.

Kombinationsfragen nehmen eine wichtige Rolle ein, wie Fuzzy-Neuro und Fuzzy in Kombination mit Genetischen Algorithmen. Hervorhebenswert erscheinen die Linearisierung von Fuzzy-Neuro-Netzwerken, die Fuzzy Zustandsrückführung, nichtlineare Systeme unter Verwendung von Fuzzy Modellen und genetischen Algorithmen oder schließlich Neuro-Fuzzy-Architektur für inkrementelles Lernen bei der Systemidentifikation.

Robust Control

Die Blütezeit von Robustheitsuntersuchungen an linearen Systemen mag bereits überschritten sein, doch die reiche Ernte steht erst bevor; und die Blütezeit auf Gebieten wie Nichtlinearitäten, Zeitvarianz, Adaptivität bricht erst an.

In den Sessions "Robust Control I bis III" standen H-infinity Lösungsverfahren und ihre Anwendungen nach wie vor im Mittelpunkt des Interesses: Konvergenzprobleme der H-infinity Riccati-Gleichung, das Zwei-Block-H-infinity Problem in neuen Varianten oder suboptimale H-infinity Filter.

Kombinierte Optimalitätsfragestellungen nehmen breiten Raum ein: Minimisierung einer H-infinity Norm einer Übertragungsfunktion unter der Nebenbedingung, eine Einschränkung in einer anderen Norm aufrechtzuerhalten ($\|/\|$ -H-infinity-Entwurf) oder Kombinationen adaptiv-robust oder robust mit klassischen LQ-Ansätzen.

Kombiniertes Scaling, robustes Loop-Shaping, robustes Parameter-Scheduling sind wie bisher aktuelle Themen. Auch auf Maßnahmen, wie Entkopplung, wird Robustheit angewandt, oder zur gleichzeitigen Stabilisierung einer bestimmten Menge vorgegebener linearer Strecken.

Nachdem die bisherigen Ansätze nicht restlos zufriedenstellen, versucht man sich für die Formulierung der Unsicherheiten an stets neuen Ansätzen, z.B. zeitabhängige Unsicherheiten, nicht nur feste untere und obere Grenzen von Unsicherheits-Parametern. So werden auch Störungen der Eigenstruktur, besonders große Parameteränderungen, kombiniert strukturierte und unstrukturierte Unsicherheiten betrachtet.

Die Initialisierung von Robustheitslösungen wird mehrfach vorangetrieben, wie z.B. die D-K-Iteration und der Start mit der H-infinity-Methode.

V. H. Haase

Fuzzy Software Engineering, Wirtschaftliche und soziale Aspekte

Meine folgenden Beobachtungen sind durch 3 Filter beeinflußt:

- a) den eines Informatikers, der Regelungstechnik als Nachbardisziplin betrachtet;
- b) den eines schon in Jahre gekommenen Wissenschaftlers, der Details nicht mehr nachvollzieht, sondern sich für Interdisziplinäres interessiert;
- c) eines fachlichen USA-Reisenden, der das Kongreßgeschehen mit anderen Besuchen in Beziehung setzt.

Die Bereiche, die ich besonders ausgewählt hatte, waren:

- Fuzzy, insbesondere der aktuelle Anwendungsnutzen
- Real-Time Software Engineering
- Anwendungen Richtung Wirtschaft
- Soziale Auswirkungen der Automation

ad Fuzzy:

Lofti Zadeh hält nach 30 Jahren noch immer Verteidigungsreden. 50 % der Teilnehmer wissen nicht oder wollen nicht wahrhaben, was Fuzzy ist: nicht Regelungstheorie, sondern das noch immer beste Denkzeug, um schwierig zu modellierende Systeme verstehen zu können. Anwendungen wurden viele gezeigt, aber keine „Knüller“, sondern Alltagsanwendungen (auch von LIFE und Co.). Was ich gut finde.

Die Echtzeitleute zeigen der „informatischen“ Software-Disziplin auch heute noch oftmals die Richtung. So etwa Mike Rodds Gruppe in Swansea. Die einschlägige Industrie kann sich da immer noch applikable Ideen holen. Allerdings neben einigen Spitzen hier auch Papers mit Problemlösungen, die bereits beim IFAC-Congress 1978 (oder war es 1972?) vorgetragen wurden.

ad Control and Economy:

Einige theoretisch wie praktisch interessante Vorträge, die zeigen, daß Wirtschaft ein Regelsystem ist, das es lohnt, noch mehr mit den Werkzeugen der Control Theorie anzugehen. Es muß ja nicht gleich eine so umfassende Weltratsellösung sein wie die Bekämpfung der Arbeitslosigkeit von Altmeister Coales.

ad Social Effects:

„High Hopes“ des Berichterstatters, aber tiefe Enttäuschung. Sehr viel gescheites Kulturgeschwafel - Praktiker, denen z.B. wirkliche Jobvernichtung durch überzogene Automation ein Anliegen ist, trafen sich nach 2/3 der Session im Gang. Faszinierend: die Projekte der Soros-Foundation, über die Tibor Vamos referierte.

Insgesamt: IFAC machte im Technologieland per se eine gute Figur. Dies fand ich auch bestätigt bei späteren Besuchen in einigen Universitäten, Forschungslabors und Firmen. Mir erschien dieses Mal das Vorurteil, die Technik würde in USA von DoD, NASA, MIT und Stanford etc. gemacht, nicht mehr gültig. Es gibt sehr viele kleine Firmen, die u.a. mit Uni-Instituten „kleine“ Projekte machen, fast so wie in Europa. Und auch in Amerika ist das große Geld der Weltraumfahrer und -Krieger nicht mehr so üppig. Man interessiert sich sogar für europäische Ideen, selbst in AirForce Labs. Amerika ist partnerschaftlicher geworden.

M. Deistler **Systemidentifikation**

Das Gebiet der Systemidentifikation (d.h. der Gewinnung von mathematischen Modellen aus Daten) war, seiner Bedeutung entsprechend, sehr stark am Kongreß vertreten. Ganz allgemein zeigte dieser Kongreß die dynamische, kontinuierliche Entwicklung dieses Gebietes. Die wichtigsten Teilgebiete der Systemidentifikation sind m.E.:

- Identifikation unter Feedback und Identifikation in geregelten Systemen

- Neue, schnelle Algorithmen für die Identifikation von linearen, vor allem Multi-Input - Multi-Output Systemen (insbesondere Subspace Identification Methoden)
- Neue Zugänge zur Beschreibung von linearen Modellen (hier vor allem der „Behavioural Approach“)
- Und last not least das große Gebiet der Identifikation von nichtlinearen Systemen mit einer Unzahl von verschiedenen Zugängen, wie z.B. neuronalen Netzen oder Wavelets, um nur zwei zu nennen.

Von den „Tutorial Workshops“ waren zwei der Identifikation gewidmet: das Workshop I1 (R. Bitmead et al.) beschäftigte sich mit Problemen der Identifikation, wenn das Ziel der Modellierung die robuste Kontrolle ist. Dieses Workshop ist somit dem ersten, oben angeführten Gebiet zuzurechnen. Das Workshop A6 (W. E. Larimore et al.) gab einen Überblick über ein, von Larimore entwickeltes, vollautomatisiertes Subspace Identification Verfahren zur Identifikation von linearen Multi-Input-Multi-Output Systemen.

Von den fünf Plenary Lectures beschäftigen sich zwei („Tuning and Adaption“, K. J. Astrom und „From Youla-Kucera to Identification, Adaptive and Nonlinear Control“) mit Problemen der Identifikation im Zusammenhang mit Kontrolle.

Bei den normalen Sessions waren die Tracks I und J der Systemidentifikation gewidmet. Wie auch bei den meisten übrigen Gebieten des Kongresses war vielleicht das Interessanteste auch bei Systemidentifikation nicht nur die methodischen Neuentwicklungen, sondern auch die Tatsache, daß relativ komplexe Methoden in echte Anwendungen Eingang finden. Von den vielen Sessions über Systemidentifikation möchte ich nur einige hervorheben:

System Identification and the behavioural framework: Das „behavioural framework“ wurde von Jan Willems eingeführt und ist ein nichtstochastischer Zugang zur Modellierung von Systemen. Versucht man Systeme, die in diesen Framework formuliert sind, zu identifizieren, gibt es eine Reihe von z.T. noch ungelösten Problemen, vor allem dann wenn man versucht, die Störungen stochastisch zu formulieren. Probleme dieser Art wurden in dieser Session ausführlich diskutiert.

Set-membership estimation and identification: Theory.

Hier geht es um die Identifikation vor allem linearer Systeme in einem nichtstochastischen Rahmen: Ein wesentlicher Aspekt dabei ist, daß die Störungen nicht so gutmütig wie im stochastischen Fall sind, wo sich die Fehler wegmitteln. Ein interessanter Teilespekt in diesem Zusammenhang ist die Frage, wie sich Schranken in den Fehlern auf Schranken für die Parameterschätzer übertragen. Dieses Gebiet ist meines Erachtens nach auch konzeptionell sehr interessant, weil in vielen Fällen die stochastische Natur der Fehler nicht unhinterfragt behauptet werden kann.

In engem Zusammenhang mit der obigen Session stand die Session Set-membership estimation and identification: Applications.

Identification for control. Control-relevant criteria in identification: diese Session war der Frage gewidmet, welche Goodness of Fit Criteria für das Identifikationsproblem in Hinsicht auf die Kontrolle vernünftig sind.

Identification for control. Model validation and uncertainty estimation: ging es vor allem um Identifikationsalgorithmen, die die Unsicherheit in Form von Parameterintervallen ausdrücken.

Eine Session war neuen Ansätzen für die Identifikation von nichtlinearen Systemen, speziell neuronalen Netzen und Fuzzy Modellen gewidmet.

Eine andere wiederum war Subspace Methoden, aber auch einigen anderen Algorithmen, wie z.B. Methoden zur ARMA-Schätzung im Multi Input/ Output Fall oder Algorithmen zur Bestimmung von Common Faktor-Flächen gewidmet.

Orthonormal basis function beschäftigte sich mit Basis-Funktionen zur Approximation von Transferfunktionen, die speziell dann geeignet sind, wenn a priori Information über die Pole der Transferfunktion vorhanden ist. Nutzt man diese a priori Information unter Verwendung der vorgeschlagenen Basisfunktionen aus, ergeben sich relativ einfache Algorithmen der Systemidentifikation.

Identification of nonlinear systems: war ganz unterschiedlichen Ansätzen zur Identifikation von nichtlinearen Systemen gewidmet.

Probleme der Identifikation wurden aber auch durchaus in anderen Tracks behandelt. So war in einer Session ein sehr interessanter Überblick über die Geschichte der Systemidentifikation von Lennart Ljung, eine Reihe von Sessionen über Monitoring oder über neuronale Netze enthielten Vorträge über Systemidentifikation.

Insgesamt kann gesagt werden, daß der Weltkongreß in San Francisco einen hervorragenden Überblick über Probleme der Systemidentifikation, ihrer Anwendungen und über die Verzahnung der Systemidentifikation mit anderen Gebieten geboten hat.

H.P. Jörgl
**Adaptive Regelung
Education**

Der folgende Kurzbericht beschränkt sich daher auf zwei Themenbereiche, nämlich den der *Adaptiven Regelung* sowie den, für den Berichter als Vice-Chairman des TC on Control Education wichtigen Bereich *Regelungstechnischer Ausbildung*.

Das umfangreiche Gebiet der adaptiven Regelung wurde in 15 Sitzungen entsprechend seiner Bedeutung sehr umfassend behandelt. Neben der Präsentation neuer theoretischer Erscheinisse der adaptiven Regelung wurde deren Einsatz in den unterschiedlichsten Anwendungsgebieten vorgestellt. Zwei Sitzungen betrafen spezielle Anwendungen auf dem Gebiet der Robotik. In mehreren Sitzungen wurden Probleme der adaptiven Regelung im Zusammenhang mit der Robustheit von Regelungen, mit prädiktiven und stochastischen Algorithmen sowie mit intelligenten Regelalgorithmen (adaptive Fuzzy-Regelung, Regelung mit Hilfe Künstlicher Neuronaler Netze) behandelt. Relativ breiten Raum (3 Sitzungen) wurde den Themen nichtlineare adaptive Regelung sowie adaptive Regelung nichtlinearer Systeme gewidmet.

Ausbildungsfragen in der Regelungstechnik und dabei insbesondere innovativen regelungstechnischen Laborexperimenten, neuer regelungstechnischer CAD-Software sowie Laborexperimenten der fertigungstechnischen Automatisierung waren bei dieser Veranstaltung drei Sitzungen und eine Experten-Diskussion, und damit überdurchschnittlich viel Zeit gewidmet. Dabei wurden sowohl neue Konzepte für den klassischen Laborunterricht als auch Konzepte des Fernunterrichts (Stichwort „open university“) präsentiert. Bei den vorgestellten

neuen Experimenten, standen neben den didaktischen Aspekten vor allem die Robustheit und die Kosten im Vordergrund. Als für die Fernausbildung herausragendes, zukunftsweisendes Konzept wurde dabei die Durchführung Regelungstechnischer Experimente unter Einsatz des Internets vorgestellt. Eine Sitzung sowie eine Diskussionsrunde beschäftigten sich mit der Bedeutung der geschichtlichen Entwicklung der Regelungstechnik auf die aktuelle Ausbildung. Der ethische Aspekt der Regelungstechnischen Ausbildung, der in der Mehrzahl der derzeit gültigen Studienplänen nicht beachtet wird, wurde in einer Panel-Diskussion unter dem Titel „Ethics in the Feedback Loop“ erörtert.

**R. Genser
Verkehr**

Durch die internationalen Entwicklungsschwerpunkte und Forschungsförderungen waren die Bereiche Straßenverkehr und Luftfahrt relativ stark vertreten. Angestoßen durch die Programme der Europäischen Union (DRIVE, bzw. PROMETHEUS unter EUREKA) haben nun die USA und Japan mit ihren IVHS (Autobahnsysteme für intelligente Fahrzeuge) nachgezogen, wofür Milliarden an Geldmittel bereitgestellt wurden. Eine automatisierte Luftverkehrssteuerung wird intensiv in Europa (im Rahmen vom EURET-Programm) und in den USA, aber auch in Indien, entwickelt. Allgemein ist erkennbar, daß in den USA wieder mehr Forschungsmittel für den Verkehrsbereich zur Verfügung gestellt wurden.

Es gab nur eine einzige verkehrsbezogene Podiumsdiskussion mit dem Thema „Die Zukunft der Luftverkehrssteuerung“. Da die Luftfahrt sehr große Systemerfahrungen besitzt, im Gegensatz zur Raumfahrt, war das Ergebnis ein Statusbericht, der keinen Anlaß zu Kontroversen gab. Es gab keinen Grund auf die Lektion von der Entwicklung BART (Bay Area Rapid Transit in San Francisco) hinzuweisen, bei welcher die Fehler bei komplexen Systementwicklungen aufgezeigt wurden und schon vor Jahren ausreichend weltweit diskutiert wurden.

Für den öffentlichen Verkehr/Eisenbahn gab es nur eine eigene Vortragsgruppe, bei welcher keine neuen Ansätze dargelegt wurden. Dasselbe gilt auch für die Seeschifffahrt, sofern man die Unterwasserfahrzeug-Leittechnik nicht hinzuzählt.

Die Themen bei den sieben Vortragsgruppen für den Straßenverkehr reichten von der Verbrennungsregelung, Elektro-Hybridfahrzeugregelung, Reibungskraft-Sensoren, Fahrzeuggreifendruck-Überwachung, Federungs- und Fahrzeuglage-Regelung, elektronischen Schiene für Straßenfahrzeuge, bis zum Automobilmanagement und IVHS-Fahrzeug- und Verkehrsflußsteuerung.

Neben den Themenkreisen Flugleittechniksysteme und Steuerung und Entwurf kleiner Satelliten, gab es zwei Poster-Sessions für den Weltraum. Für Entwickler von sicherheitsrelevanten Systemen ist die Veröffentlichung (Lessons to be learned from European science and applications space mission) von W. WIMMER von ESA lehrreich.

Grundsätzlich fiel auf, daß auch bei diesem IFAC-Kongreß die Mehrzahl der Teilnehmer auf eingefahrene Pfade fixiert ist. Wenn dies bei den Veröffentlichungen wäre, könnten Konkurrenzgründe die Erklärung hiefür sein, aber leider scheint das Interesse an neuen Ansätzen zu fehlen, wenn man die Teilnehmerzahl bei manchen Präsentationen beachtet.

Hoffentlich hat der Pleniumsvortrag von Prof. Lofti A. ZADEH doch einige Entwickler von Fuzzy-Control überzeugt, daß unscharfe Informationen nicht nur ein mathematisches Problem sind.

M.-W. Han
Neuronale Netze und Intelligente Systeme

Künstliche neuronale Netze und intelligente Systeme sind zwei vielseitig erforschte Themen in der Gegenwart. Die gegenwärtigen Forschungen am Gebiet künstliche neuronaler Netze gehen in Richtung der Entwicklung neuer Lernalgorithmen, der praktischen Anwendung und der Integration mit anderen Systemen.

Am 13. IFAC Weltkongreß in San Francisco gab es 6 Sessions, deren Titel den Ausdruck „neuronale Netze“ beinhaltete. Insgesamt wurden ca. 80 Beiträge, die sich voll oder zum Teil mit neuronalen Netzen beschäftigen vorgestellt. Die Themenschwerpunkte waren die Anwendung der Neuronalen Netze zur Steuerung, Fehlerdiagnose, Modellierung, Optimierung, Navigation von intelligenten autonomen Fahrzeugen, u.v.a.. Der größte Teil der Beiträge beschäftigt sich mit der Steuerung und Regelung. Sechs Beiträge davon handelten über neuronale Netze und Roboter wie z.B. neuronale Netze zur Robotersteuerung, Navigation von mobilen Robotern, Kompensierung der Unsicherheiten für Robotermanipulatoren. Ein viel diskutiertes Thema war das Lösen des Stabilitätsproblems bei der Steuerung dynamischer und nichtlinearer Systeme. Der Trend auf dem Gebiet der neuronaler Netze geht in Richtung der praktischen Anwendungen neuronaler Netze und integrierter Lösungen mit anderen Methoden, wie mit Fuzzysystem. Es gab bereits 18 Beiträge, die sich mit der Integration neuronaler Netze mit Fuzzysystemen. Die integrierte Anwendung neuronaler Netzen mit Fuzzysystem befinden sich also langsam im Vormarsch.

Zwei Paneldiskussionen wurden über den Themenbereich "Intelligent Systems" abgehalten. Bisher haben Forscher daran gearbeitet, intelligente Systeme mit folgenden Fähigkeiten zu entwerfen, testen und anzuwenden:

- intelligente Produktionsplanung, Resourcenverwaltung, Aufgabenplanung
- intelligente Entscheidungsfindung, Aufgabenverteilung, Zielsuche, und Reaktion gegen unvorhergesehene Situationen.
- intelligente Bahnplanung , Navigation, Kollisionsvermeidung
- intelligente Steuerung für präzise Bewegung, Geschwindigkeit, Position, Kraft
- intelligente Informationsverwaltung, -perception, -verarbeitung und Situation.

In der ersten Diskussion wurden folgende Themen diskutiert:

- wie wird Intelligenz definiert,
- der Unterschied zwischen menschlicher Intelligenz und Intelligenz in der Maschine,
- wie bringt man menschliche Intelligenz in eine Maschine,
- gibt es bereits wirklich intelligente Steuerungssysteme und
- was tragen Neuronale Netze und Fuzzysysteme zur Realisierung von intelligenten Systemen bei.

Weiterhin wurden die wichtigsten Elemente von Intelligenz und deren Zusammenhang mit dem intelligenten System vorgestellt. Elemente von Intelligenz sind;

- * *Behavior generation and actuation (Planning and control)*
- * *Sensing and Sensory processing (Filter, detect, recognize, interpret)*
- * *World modeling (Store knowledge, predict and simulate future)*
- * *Value Judgment(Compute cost, benefit, and uncertainty attributes)*
- * *Knowledge (States, events, entities, attributes, maps, tasks, processes)*

* *System architecture(communications, timing, operating system)*

James Albus hat eine konkrete hierarchische Struktur zur Implementierung eines intelligentes Steuerungssystems (RCS - Real-time control system) vorgestellt, das in der Lage ist, komplexe Systeme zu steuern. Abschließend wurde in der ersten Paneldiskussion festgestellt, daß in den zukünftigen Forschungen einzelne Komponenten von Intelligenz und deren Zusammenhang näher untersucht werden.

In der zweiten Diskussion wurde über die Rolle von neuronalen Netzen und Fuzzysystem zur Entwicklung und Realisierung von intelligenten Systemen diskutiert. Dabei wurden folgende Themen behandelt:

- Wie Neuronale Netz und Fuzzysystem weiters zur Realisierung von einzelnen Komponenten der Intelligenz und deren Zusammenhang beitragen können.
- Wie das Lernen in einer Architektur von Intelligenz eingesetzt wird.
- Wie in der Zukunft neuronale Netze und Fuzzysysteme folgende Punkte, z.B. Beurteilung, Planung, Verstand, Sprache, Meinung, Emotion und Gefühle interpretieren und berechnen können.

Die abschließende Bemerkung war, daß Neuronale Netze und Fuzzysysteme nur den Anfang der Entwicklung von intelligenten System darstellen, und sozusagen nur ein Teil eines Puzzles sind.

R. Probst

Autonome Fahrzeuge und Fahrzeugdynamik

Im Bereich der "Autonome Fahrzeuge" konzentriert sich die Forschung derzeit auf einige Schwerpunkte, um diese Fahrzeuge mit der nötigen "Intelligenz" auszustatten. Die wesentlichsten Beiträge fanden dabei zu den Themen "Path-Tracking" and "Shortest Trajectory Control", "Obstacle Avoidance", and "Steering Problems" statt. Generell wird dabei naturgemäß zwischen normalen PKWs, und 'langsamen' autonom arbeitenden mobilen Robotern unterschieden.

Bei ersteren spielt vor allem die Dynamik des Lenkverhaltens, der Reifen und der Aufhängung eine wesentliche Rolle. Die Beiträge beschäftigen sich daher vorwiegend mit aktiver Radaufhängung und aktiver Lenkung. Interessant dabei erschien eine Untersuchung die Lenkstörungen durch unterschiedlichen Reifendruck, Fahrbahnverhältnisse, Seitenwind oder ähnliches kompensiert. Die Ergebnisse wurden zusammen mit einem namhaften Automobilhersteller getestet, und können als sehr zufriedenstellend bezeichnet werden. Ein anderer Beitrag klassifiziert mit Hilfe eines Neuro-Fuzzy-Netzwerk und gemessener Beschleunigung normal zur Fahrtrichtung den Zustand des Reifens. Dies könnte in Zukunft als "Warnsystem" für Luftverlust etc. während der Fahrt verwendet werden.

Weiters wurden Modelle vorgestellt, die sich mit Strategien zu Ausweichmanövern dieser Fahrzeuge beschäftigen, wenn Hindernisse in der Fahrtrichtung festgestellt werden. Dabei wird eine Klassifizierung der Ausweichmöglichkeiten vorgenommen, und entsprechend reagiert (Auch ein Heck-Crash ist implementiert, falls sonst keine Möglichkeit besteht!). Ein weiterer interessanter Beitrag beschäftigte sich mit dem unterschiedlichen Lenkverhalten bei verschiedenen Geschwindigkeiten und der Möglichkeit dies mit geeigneten "Non-Linear Controllern" zu beherrschen, zwischen denen entsprechend umgeschalten werden muß. Im Arbeitsbereich des EU-Programmes Prometheus wurde eine Studie für ein Echtzeit-Fahrerunterstützungssystem vorgestellt. Dieses soll den Fahrer hauptsächlich beim Überholen und Spurwechsel unterstützen und vor möglichen Gefahren warnen.

Die Beiträge für autonome mobile Roboter beschäftigten sich hauptsächlich mit dem Einsatz von Fuzzy-Logic und Neuronalen Netzen zur Bestimmung der optimalen Bahn und/oder zur Festlegung von Ausweichstrategien bei Erkennen von Gegenständen in unbekannter Umgebung. Dabei konnte nicht eindeutig festgestellt werden, welche der Strategien die effektivere ist. Interessant in diesem Zusammenhang erscheint, daß bei der IAV'98 (Intelligent Autonomous Vehicles) in Madrid, ein Wettbewerb für solche Fahrzeuge geplant ist (Indoor und Outdoor), wobei die Wettbewerbsregeln noch festgelegt werden. Sicher ist, daß die Fahrzeuge innerhalb einer bestimmten Zeit einen Fahrtauftrag in unbekanntem Gebiet abzuwickeln haben. Eine realisierte Anwendung beschäftigt sich mit der automatischen Inspektion von Kanälen und Rohren. Der eingesetzte Roboter ist mit einer CCD-Kamera zur Datenübermittlung ausgerüstet. Für die Regelung der Abweichung von der Kanalachse wurde ein Fuzzy Algorithmus entwickelt und eingesetzt.

Im Bereich der UUV (Unmanned Underwater Vehicle) werden ebenfalls hauptsächlich für Wegeplanung und Kollisionsvermeidung verschiedene Strategien untersucht. Dabei viel wieder auf, daß sich sehr viele Beiträge mit neuronalen Netzen zur Lösung dieser Probleme beschäftigen.

Christoph Fessel
Bildverarbeitung, Vision Systeme

Die Entwicklung von *low cost* Bilderfassungskarten sowie von zugehörigen Bilderfassungssystemen hat zu einem gewaltigen Aufschwung auf dem Gebiet des Einsatzes derartiger Systeme geführt. Erfolgt die Verwendung von *low cost* CCD Kameras und der anschließenden Bildanalyse derzeit in Forschungslabors in unterschiedlichster Art und Weise, so steht ein flächendeckender Einsatz in der Industrie in verschiedenen Anwendungsfällen unmittelbar bevor.

Diesem Faktum trug der 13. IFAC Weltkongreß in San Francisco Rechnung. So wurden Forschungsbeiträge, das Thema Bildverarbeitung betreffend, in den unterschiedlichsten Sessions präsentiert. In der Session „Design of human-oriented automatic control system“, zu diesem Thema wurde bereits im September '95 vom IHRT Wien ein fast gleichnamiger IFAC-Workshop veranstaltet, zeigte das Berliner Fraunhofer Institut Fakten zur Forschungsarbeit „Flexible learning strategies for visual control systems“. Dabei steht ein selbst lernendes, flexibles Bildverarbeitungssystem, basierend auf flexiblen Lernstrategien, zur Realisierung eines intelligenten Inspektionswerkzeuges im Vordergrund. Ein wesentlicher Aspekt dieser Forschungsarbeit ist der soziale Hintergrund, so wird hier versucht, gesundheitsschädliche sowie eventuell geruchsbelästigende Tätigkeiten vom Menschen fern zu halten.

Eine Anwendung sei auf dem Gebiet der Qualitätssicherung bzw. Qualitätskontrolle, beispielhaft für andere derartige Applikationen erläutert. So wurde von der *University of the Basque Country / Bilbao Spanien* eine selbstlernende realtime Bildverarbeitungsapplikation auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik zur Qualitätskontrolle von Papier, welches der Fertigung von Papiergele dient, vorgestellt. Das Papier bewegt sich dabei mit einer Bahngeschwindigkeit von 20 - 100 m/min, passiert den im Anschluß erläuterten Inspektionsbereich und wird dann geschnitten. Anschließend wird der ermittelte Qualitätscode, der einem Errorcode entspricht, weitergeleitet (RS232) und gespeichert. Zur Inspektion wird eine hochauflösende Zeilenkamera (2048 Pixeln pro Zeile) mit einer Zeilenwiederholungsgeschwindigkeit von 1000 lines/sec. verwendet. Somit ergibt sich, in Kombination mit obiger Bahngeschwindigkeit und einer maximalen Papierbahnbreite von

2000 mm ein minimal detektierbarer Fehler in der Größe von 1 mm². Wurde am Projektbeginn noch eine Matrixkamera verwendet, so wurde infolge der hohen Bahngeschwindigkeit und der erforderlichen Auflösung sehr bald eine Zeilenkamera installiert. Zur Beleuchtung der Szenerie wurde eine Leuchtstofflampe mit 25kHz verwendet, dies ist infolge der kurzen Aufnahmezeiten erforderlich.

Die Identifikation von Löchern, Farbfehlern, und dgl. erfolgt nun in der Weise, daß zunächst pro Pixel der Zeilenkamera der zu erwartende, und damit akzeptierbare, Grauwertbereich ermittelt wird. Dies erfolgt am einfachsten durch scannen von händisch kontrollierten Geldscheinen. Das somit gefundene obere und untere Grauwertprofil entlang eines Geldscheines dient als Grenzwert für die neu aufgenommenen Pixeldaten. Durch Identifikation der Wasserzeichen jedes Geldscheines erfolgt im Anschluß eine Dimensionskontrolle.

Ein weiteres Anwendungsfeld, welches in der Theorie schon längst behandelt wird, beginnt sich allmählich in der Praxis zu etablieren. Dabei handelt es sich um Anwendungen der low cost Bildverarbeitung auf dem Gebiet der Agrartechnik. Im paper „*Extraction of non-parametric image features for plant growth control*“ werden Methoden zum Aufsuchen nicht parametrierbarer Bilddaten vorgestellt. Eine der auf diesem Gebiet bereits hinlänglich bekannten Analysealgorithmen ist die Texturanalyse. Weiters verwendet wurde ein Art *finite element method*. Ziel dieser Verfahren ist die Steuerung der Umgebungsbedingungen in einem Gewächshaus (z.B. Temperatur, Feuchtigkeit, Strahlungsintensität, und dgl.). Mittels der Texturanalyse werden z.B. Homogenität, Kontrast sowie die lokale Homogenität als nicht parametrische Bildkennwerte während unterschiedlicher Wachstums- und Bewässerungsbedingungen ermittelt. Wesentlicher Faktor sind dabei konstante künstliche Beleuchtungsbedingungen.

Weitere Verfahren zielen auf die Analyse von zwei dimensional aufgenommenen 3D Objekten ab. Wesentlicher Faktor ist das Erreichen von Echtzeitfähigkeit, wozu der Identifikationsaufwand reduziert werden muß. Das verwendete Verfahren beruht auf einer Überführung des aufgenommenen Objektes in ein neues, nur bestehend aus genau definierten Polygonelementen. Als Ergebnis erhält man letztendlich ein approximierendes 3D Objektmodell, aufgrund dessen eine Zuordnung zum entsprechenden landwirtschaftlichen Produkt (zur entsprechenden Frucht) erfolgen soll.

Anwendungen von CCD-Bildverarbeitungssystemen gibt es auch auf dem Gebiet der Papiererzeugenden Industrie. So wurde ein kurz vor dem Einsatz in einer Papiermaschine stehendes Inspektionstool präsentiert. Eine CCD-Kamera wird verwendet, um den Bereich der *dry-line* zu visualisieren, zu überwachen und prozeßrelevante Parameter abzuleiten. Aus Sicherheitsgründen sowie Gründen der Portabilität wurde die Kamera nicht direkt über der Papierbahn plaziert, sondern seitlich von dieser. Dies erfordert allerdings eine Koordinatentransformation um den Übergang von Kamerakoordinaten ins Weltkoordinatensystem zu realisieren. Im Anschluß an die Transformation erfolgt die Identifikation des *wet-end* Bereiches der Papierbahn.

Diese Zusammenfassung des Forschungsschwerpunktes „low cost Bildverarbeitung“ zeigt unterschiedlichste Anwendungsgebiete auf. So wird die Bildverarbeitung derzeit auf dem Gebiet der Identifikation, Analyse, Prozeßdatenermittlung und Prozeßsteuerung eingesetzt. Anwendungsgebiete der nahen Zukunft sind auf dem Gebiet der mobile Roboter und Man - Machine Interfaces (survey paper: Cooperative Human-Machine Interfaces for Plant-wide Control and communication) zu finden.

T. Perme
GERAM und Petri Netze

GERAM (The Generalized Enterprise Integration Reference Architecture and Methodology) wurde in eine von insgesamt 204 *regular und invited lecture type sessions* eingeteilt. Die ersten vier von insgesamt fünf Beiträgen beschrieben die Anstrengung einer Architektur für Unternehmenintegration zu entwickeln. Alle gehen davon aus, daß heute Unternehmen, die ständig Veränderungen ausgesetzt werden, eine Lebenszyklusarchitektur brauchen, um die Entwicklung des Unternehmens vom „Projektentwurf“ durch die „Analyse“ und „Entwurf der Änderung“, bis zur „Implementierung“ zu beschreiben.

Die Erkennung des Bedarfes an der Bestimmung einer generischen Architektur war das Ergebnis der IFIP/IFAC Task Force, der zur Folge die technische Beschreibung und eine Reihe von den Anforderungen für die generalisierte Unternehmenreferenz-Architektur und Methodologie (GERAM) entwickelt wurde. GERAM ist das Ergebnis der Generalisierung von den drei best entwickelten und vollständigsten Unternehmenintegrationsarchitekturen CIM-OSA (AMICE Consortium), PERA (Purdue Consortium) und GIM (GRAI Laboratory). GERAM definiert die Methoden, Modelle und Werkzeuge, die benötigt werden um Veränderungen im Unternehmen zu identifizieren und durchzuführen. Es dient zur Beurteilung einer spezifischen Unternehmenreferenz-Architektur und -Methodologie und überprüft, ob alle Anforderungen erfüllt werden um diese Architekturen als GERAM deklarieren zu können.

Die Referenzarchitekturen (reference architecture) CIM-OSA, PERA und GIM wurden für die Organisation des Unternehmenintegrationswissens entwickelt und dienen als Richtlinie für die Unternehmenintegrationprogramme (Projekte). In drei Beiträgen wurde erklärt, welche Elemente der oben genannten Architekturen für GERAM Voraussetzung waren, bzw. auch dafür verwendet wurde.

Die letzte Präsentation gab einen Ausblick auf CIM aus der Sicht der Forschungsgemeinschaft CSCW (Computer Supported Cooperative Work). Dadurch wurde eine Diskussion angeregt, die in der Feststellung endete, daß andere Forschungsgemeinschaften manche wichtige Probleme aus dem Bereich *Controlling* anders als die IFAC Gemeinschaft verstehen. Weiters wurde festgestellt, daß mehr Kooperation zwischen den verschiedenen Forschungsgemeinschaften notwendig sein würde.

Petri Netze (PN) sind in 29 Beiträgen als Stichwort oder als ein Teil des Titels erschienen. Zwei Sessions wurden ganz dem Thema Petri Netze gewidmet - *Automated System Design with Petri Nets* und *Petri Nets approach to Discrete Event Control*. In 4 weiteren Sessions wurden Petri Netze als Hauptthema für Modellierung in der Produktion (*Discrete Event Modeling in Manufacturing*), Produktion (*Manufacturing*), der Steuerung (*Advances in Discrete Event Control*) und der diskreten Ereigniss Systeme (*Discrete Event Systems*) behandelt.

Außer in diesen speziellen Sessions wurden noch 8 weitere Papers gehalten die im engeren Sinn von PN handelten. Dabei ging es um die Grundtheorie, die Idee und die Erweiterung von Petri Netzen zur Lösung von Problemen in den Gebieten der Modellierung, Optimierung, Analyse, Simulation, der graphischen Darstellung von Beispielen bei Übungen und der Verbesserung der Methoden und Werkzeuge (High-Level Graphchart) einzusetzen.

Die Modellierung, Analyse und Steuerung von diskreten Systemen ist ein Gebiet, wo PN Theorien mit verschiedenen Erweiterungen (High-Level PN, Coloured PN, Complementary-

Places PN, Control PN, Fuzzy PN, Fuzzy Time PN, Interpreted PN, Logic Control Interpreted PN und andere) eine wichtige Rolle spielen und auch immer mehr Verwendung in der Praxis finden. Viele Beiträge haben über erfolgreiche Implementierung von Petri Netzen in der Automatisierung und Steuerung von Montagesystemen, Fertigungssystemen und flexiblen Fertigungssystemen berichtet.

Die PN Theorie ist im Vergleich zu anderen Methoden (Sequential Function Charts, Graphchart, State Transition Chart) gut mathematisch unterstützt und bietet auch für manche Grundprobleme analytische Lösungen. Neueste Forschungsarbeiten versuchen nun, diese anderen Methoden mit der Theorie der PN sinnvoll zu verknüpfen, um die Modellierung anderer Modelle und deren Analyse zu ermöglichen.

Die zwei Hauptsessions für PN handelten zum größten Teil über die Versuche, die PN Theorie zu erweitern, bzw. die analytische Methoden zu verbessern, aber auch über die Implementierung in Automatisierung und Steuerung von Produktionssystemen.

Die Anzahl und Qualität der Beiträge, viele Zuschauer bei den Sessions und viele interessante Diskussionen zeigten, daß Petri Netze gute Werkzeuge sind, die man mit verschiedenen Erweiterungen für Modellierung, Analyse und Steuerung von diskreten Systemen in Forschung sowie auch in der Praxis erfolgreich verwenden kann. Viel Arbeit steht den Forschern sowie den Ingenieuren aus der Industrie noch bevor, um diese Theorien und Erfahrungen effizient für die Lösung von Problemen in der Praxis zu verwenden. Die auf die Konferenz eingebrachten und berichteten Ergebnisse und Erfahrungen werden sicher einen wichtigen Teil zur Erfüllung dieses Ziels beisteuern.

G. Kronreif
Simulation von Fertigungssystemen, SWIIS

In einer Zeit, wo die Fertigungstechnik weltweit durch Schlagworte wie „Effizienz“, „Flexibilität“, „Lean Production“ oder auch „Intelligente Logistik“ geprägt ist, besteht folglich auch ein erhöhter Bedarf an intelligenten und zuverlässigen Planungs(hilfs)mitteln. So wird das Werkzeug *Simulationstechnik* schon seit einiger Zeit als eine der Schlüsseltechnologien der neunziger Jahre bezeichnet.

Trotz diesem eher praktisch orientierten Ruf nach verstärktem Einsatz von Simulation war dieses Thema am diesjährigen Weltkongress der IFAC (wie übrigens auch schon am IFAC Weltkongress 1993 in Sydney) doch eher im Mindermaß vertreten. Zwar findet sich das Wort „Simulation“ über 30 mal im Stichwortverzeichnis - ein Großteil dieser Erwähnungen läßt sich jedoch dadurch erklären, daß Simulation zur Entwicklung oder Verifikation von neuen Erkenntnissen oder Technologien eingesetzt wurde. Neue oder verbesserte Techniken in der Simulationstechnik per se finden sich leider nur sehr vereinzelt im technischen Programm dieses Weltkongresses.

Die Robotertechnik ist seit jeher ein zentrales Aufgabengebiet der Simulation - was auch bei diesem IFAC Kongress wieder unter Beweis gestellt wird. So finden sich unter den Beiträgen interessante Anwendungen der Simulationstechnik zur Berechnung und zum Entwurf des Arbeitsraumes von fehler-toleranten Manipulatoren bzw. zur Optimierung von kooperierenden Robotern mit redundanten Freiheitsgraden (Aydin, Türkei), zur Untersuchung der Dynamik von flexiblen Manipulatoren auf Basis eines inversen Newton-Euler-Verfahrens (Khalil und

Boyer, Frankreich) oder auch zur Untersuchung von Planung, Durchführung und Steuerung von Bewegungsabläufen des menschlichen Arms.

Auf dem Gebiet der Simulation (im weiteren Sinn) von Fertigungssystemen lassen sich insbesonders die Beiträge im Bereich Produktionsplanung und -steuerung oder Scheduling hervorheben. Aus den zahlreichen Arbeiten soll an dieser Stelle ein Beitrag zur Anwendung von Neuronalen Netzen zur Fertigungsplanung (Shuchun und Gang, China) erwähnt werden. Zentraler Teil dieser Arbeit ist die Anwendung dieser - auf einem Hopfield NN basierenden - neuen Methode auf verschiedene Szenarien (Job-Shop Scheduling, statische Einlastung unter spezieller Berücksichtigung von Fertigungsdeadlinen bzw. Prioritäten, JIT Einlastung). Auch für den Bereich „Planung von Montagevorgängen“ wurden einige interessante Beiträge angeboten. Sebaaly und Hujimoto (Japan) beispielsweise berichteten von einer Methode zur Planung der Montagereihenfolge unter Verwendung von Genetischen Algorithmen (GA). Durch die Verwendung einer Kombination aus GA und einer Funktion zur Transformation von zufällig erzeugten in machbare Montagereihenfolgen kann ein Planungswerkzeug entwickelt werden, welches - im Gegensatz zu derzeit verwendeten Systemen - weitestgehend unempfindlich gegen eine Erhöhung der Anzahl zu montierender Teile ist.

Entsprechend der IFAC Richtlinien veranstaltete auch das IFAC Technische Komitee für „Supplementary Ways for Improving International Stability - SWIIS“ eine Session im Rahmen dieses Weltkongresses. Alle fünf präsentierten Arbeiten gaben einen hervorragenden Überblick über Arbeitsbereich des Komitees:

- Möglichkeiten zur Identifikation und zur Definition von Einflußfaktoren für internationale Stabilität.
- Interaktion mit anderen nationalen und internationalen Organisationen, um Bemühungen zur Verbesserung von internationaler Stabilität und Frieden geeignet aufzuzeigen.
- Zusammenarbeit mit anderen IFAC Technischen Komitees.
- Aufzeigen von Wegen, in welchen IFAC Mitglieder und deren Fähigkeiten in den Bereichen Systemanalyse und Steuerung/Regelung zu einer weiteren Verbesserung von internationaler Stabilität und Frieden beitragen.

In einem Einleitungsvortrag gab Fred Kile (USA) einen Überblick über die Arbeit der SWIIS Gruppe im allgemeinen und über die Arbeiten des Gründers dieser Arbeitsgruppe, Hal Chestnut, im speziellen. Der Hauptteil dieses Vortrages war in weiterer Folge einigen Gedanken zu „Systeme des Friedens“ und zu „Ursachen für Konflikte“ gewidmet. In ihren Vortrag „FUGI global early warning system for displaced persons“ stellten Onishi und Igarashi (Japan) ein Simulationsmodell zur Prognose der Weltwirtschaft 1991-2010 und dessen Verwendung als Frühwarnsystem für verstärkte Auswanderung (resultierend aus Umweltzerstörung, falscher Entwicklungspolitik, Fehlen von Frieden und Sicherheit, Verletzung der Menschenrechte) vor. Ein system-theoretisches Modell zur Analyse des Kontakts zwischen einem egoistischen und einem devoten Partner wurde von Starkermann (Schweiz) vorgestellt. Neben einer Beschreibung des mathematischen Modells wurden einige Ausprägungen von Partnerschaften damit analysiert - die Schlußfolgerung aus diesen Untersuchungen entspricht dem Titel des Vortrages: „The power of the egoist is the death of the altruist“. Zwei weitere Beiträge befaßten sich mit mathematischen Modellen zur Untersuchung von Einflußfaktoren für Stabilität. Antonini (Südafrika) präsentierte ein Fuzzy-Expertensystem zur Abbildung internationaler Beziehungen unter Verwendung von drei Hauptgrößen: Regionale Probleme, Wirtschaft, Wachstum. Ein system-theoretischer Ansatz

zur Bewertung der Auswirkungen von langzeit Kooperationen (bzw. von langzeit Feindseligkeiten) zwischen wachstumsorientierten Partnern (Gesellschaften, Nationen, Firmen, ...) wurde von Kienitz (Brasilien) vorgestellt.

W. Schachner
Soziale und wirtschaftliche Aspekte

Dieser Beitrag soll einen kurzen und auszugsweisen Überblick über die gehaltenen „Papers“ in den Themenbereichen „Applications of Control to Economics Systems“ und „Cultural Constraints for Industrial Automation“ geben.

Moritz verglich in seinem Vortrag die verschiedenen „Industriellen Kulturen“ Japans, Deutschlands und der Vereinigten Staaten im Hinblick Automatisierung. Ausgehend von den drei Sätzen: „Skill - no good!“ (Japanese design engineer), „Make the buck!“ (American design engineer) und dem deutschen Gedanken „We take our pride in producing the most sophisticated machines!“. Er kommt zu dem Schluß, daß jedes System seine Vorteile bietet und ein kopieren der jeweiligen anderen Produktionsmethode immer mit großen Komplikationen verbunden ist und selten von Erfolg gekrönt sein wird. Aber er stellte auch fest: „There is no „one best way“ for production organization“ und so schloß er mit dem Satz „... , I continue to propose the vision of cooperative production“.

„Optimal budgetary policies for Austria under alternative target values“ war der Titel von jenem Paper, welches aus österreichischer Sicht sicher am interessantesten war. Dabei wird versucht, die optimale Budgetpolitik für die Jahre 1993 bis 2000 mit dem ökonomischen Modell „FINPOL 2“ zu berechnen, vorherzusagen bzw. zu untersuchen. Es stellte sich heraus, daß Budgetpolitik von den Zielvariablen des Budgetdefizits nahezu unabhängig ist, jedoch eine sehr große Abhängigkeit zur jeweiligen realen Wachstumsrate besteht. Die besten Ergebnisse wurden unter einer optimistischen Annahme (hohe Realwachstumsrate und keine Inflation) erzielt. Die Resultate ergaben, daß sich gute Budgetpolitik nicht auf kurzfristige finanzielle Effekte konzentrieren sollte, sondern auch andere Makroökonomische Ziele im Auge behalten muß, auch wenn sie scheinbar schwachen Einfluß auf das Bundesbudget haben. Dieses in diesem Vortrag vorgestellte Modell könnte den Finanzpolitikverantwortlichen als Entscheidungshilfe oder zumindest als gedankenanstöß dienen.

Weitere Vorträge handelten von „Is environmental tax effective for total emission control of carbon dioxide“, „On the Coordination and Adaptability of the Large Economy: An Application of Genetic Programming to the Cobweb Model“, „Feasibility of convergence in the EU using dynamich games“, „A model of dynamic competition with endogenous innovation and uncertainty“, „The application of observers in the control of macroeconometric systems“, „Manpower availability prediction and the optimal control of manpower system in some region“ und „FUGI global early warningsystem for displaced persons“.

Abschließend sei am Rande noch erwähnt, daß Prof. J.F. Coales ein „Plenary-Paper“ mit dem Titel „Fiscal means of reducing unemployment in a developed economy“ hielt.

Intelligent Assembly and Disassembly - IAD 96

Peter Kopacek, Gero Gschwendtner

25. April 1996
Universität Laibach

Am 25. April 1996 fand an der Universität Laibach das zweite Seminar „Intelligent Assembly and Disassembly - IAD'96“ statt. Die Veranstalter, das Laboratorium für Handhabung, Montage und Pneumatik (LASIM) der Universität Laibach und das Institut für Handhabungsgeräte und Robotertechnik (IHRT) der Technischen Universität konnten mehr als 50 Teilnehmer, überwiegend aus der Industrie, begrüßen. Die Bedeutung dieses zweiten Seminars wurde dadurch unterstrichen, daß die Eröffnung vom österreichischen Handelsdelegierten in Slowenien, Mag. R. Gradt, sowie vom Dekan der Fakultät Maschinenbau der Universität Laibach, Prof. Dr. M. Tuma, vorgenommen wurde.

Im Rahmen dieses Seminars werden die letzten Ergebnisse des vom Bundesministerium für Wissenschaft, Unterricht und Kunst seit 1993 finanzierten Forschungsprojektes ***Rechnergestützte Planung von modularen, flexiblen „low cost“ Montagesystemen***, welches in Kooperation zwischen beiden Institutionen von Laibach und Wien durchgeführt wird, präsentiert. Aufgrund der ähnlichen Industriestruktur von Österreich und Slowenien - überwiegend Klein- und Mittelbetriebe - ist es ein Hauptziel dieses Forschungsprojektes fachrelevante Firmen zu stimulieren auf diesem Gebiet tätig zu werden und diese in der Planungsphase mit User-freundlichen Computersystemen für Montageanlagen-Konzipierung und optimale Projektierung mit Ergebnissen zu unterstützen. Stand am Anfang des Projektes die automatisierte Montage, beispielsweise mit roboterbestückten Montagezellen, im Mittelpunkt des Interesses, so kam in den letzten eineinhalb Jahren das aktuelle Fachgebiet der automatisierten Demontage hinzu.

Automatisierte Montage- und Demontagezellsystemen bestehen zu einem großen Prozentsatz aus den gleichen Komponenten. Daher soll ein modulares Baukastensystem für die Realisierung von Zellen für unterschiedliche Produktgruppen vorgenommen werden. Mit Rücksicht auf die Investitionsmöglichkeiten von Klein- und Mittelbetrieben stehen daher „low-cost“-Lösungen im Mittelpunkt des Interesses.

Von slowenischer Seite wurden daher gemeinsame Forschungsergebnisse auf dem Gebiet peripherer Geräte für Montage- und Demontagezellen, ein Simulationsprogramm zur Optimierung von semiautomatischen Zellen sowie die expertensystem-unterstützte Planung von Montage- und Demontagevorgängen präsentiert. Von der Technischen Universität fand ein „low-cost“-Bilderkennungssystem (ATS 200.000,-), ein Simulationsprogramm zur Optimierung der topologischen Anordnung der einzelnen Komponenten einer Montage- und Demontagezelle besondere Beachtung. Ein Vortrag der Technischen Universität Wien beschäftigte sich schwerpunktmäßig mit ersten Ergebnissen auf dem Gebiet der automatisierten Demontage. Den Abschluß bildete eine Demonstration einer automatisierten Montagezelle im Laboratorium für Montageautomatisierung der Universität Laibach.

Das Forschungsprojekt wird in folgenden Richtungen fortgesetzt:

- Weitere gemeinsame Arbeiten der beiden Forschungseinrichtungen auf dem Gebiet der automatisierten Demontage
- Nationale Kooperationen der Projektpartner mit interessierten Firmen
- Bilaterale Kooperationen mit Firmen des anderen Landes oder Firmen untereinander
- Fortsetzung des Workshops 1997 im gleichen Rahmen - für 1998 wird angestrebt ein IFAC-Symposium zu diesem Thema in Laibach abzuhalten
- Zusammenarbeit im Rahmen von internationalen Projekten - EG, EUREKA u.ä.

Nach übereinstimmender Meinung der Teilnehmer hat sich diese vom Bundesministerium für Wissenschaft, Unterricht und Kunst initiierte Forschungsinitiative bestens bewährt und sollte laut Meinung der Teilnehmer im verstärkten Maße fortgesetzt werden.

Computergestützter Sensitivitätsentwurf von Fuzzy-Regelungen

Dr.techn.Angela Kusel, 1996

Begutachter: o.Univ.Prof.Dr.techn.A.Weinmann und titl. a.o.Univ.Prof.Dr.techn.R.Noisser

Die Motivation dieser Arbeit war, die Ergebnisse einer Sensitivitätsanalyse im Entwurf nichtlinearer Regelkreise einzubinden. Darum wird ein notwendiges Stabilitätskriterium aufgestellt, das die Beurteilung des Regelkreises unter Berücksichtigung von Parameteränderungen zuläßt. Dafür definiert man eine Sensitivitätsfunktion, die über einen Güteindex, der den Regelkreis charakterisiert, berechnet wird. Dabei wird für die Bestimmung der Sensitivität nicht auf analytische Methoden zurückgegriffen, sondern die Zeitverläufe von Systembewegungen herangezogen.

Dadurch kann entweder durch Simulation am Computer oder durch direkte Messung an einem realen Prozeß Aufschluß über das Systemverhalten gewonnen werden. Als Ergebnis erhält man zulässige Grenzen in der betrachteten Parameterebene. Sind dies zum Beispiel jene des Reglers, so erhält man damit Parametergrenzen für eine nachfolgende Optimierung.

Außer der Definition des Stabilitätskriteriums wird eine neue Möglichkeit zur Berechnung der Ausgangssensitivität eines nichtlinearen Regelkreises vorgestellt. Das hierfür entwickelte Empfindlichkeitsmodell des geschlossenen Regelkreises ermöglicht eine direkte Berechnung der Sensitivität während der Simulation des Systems. Mit der Ausgangssensitivität kann man einmal der Einfluß der Parameterunsicherheiten auf das Systemverhalten analysieren. Außerdem kann die Sensitivität auch zur Synthese eines Reglers verwendet werden. Mit Hilfe der Ausgangssensitivität, die mit dem Empfindlichkeitsmodell berechnet wird, erleichtert sich der parameterunempfindliche Entwurf eines Reglers, da die Berechnung der Sensitivität gleichzeitig mit der Bestimmung des Optimierungskriteriums erfolgt.

In weiterer Folge wird die Theorie der Sensitivitätsanalyse zur Betrachtung von Fuzzy-Regelkreisen herangezogen. Es werden zwei Fuzzy-Regler betrachtet, als Regelstrecken kommen verschiedene lineare Systeme zur Verwendung. Die Anwendung der auf der Sensitivität basierenden Methode der Stabilitätsbetrachtungen stellt praktisch keine Grenzen an die Komplexität der Strecke oder des Reglers, außer jener des für die Untersuchungen notwendigen Zeitaufwandes.

Ist das System im Zustandsraum dargestellt, kann die Bestimmung der Ausgangssensitivität mit dem Empfindlichkeitsmodell ohne großen Aufwand erfolgen. Damit kann ein parameterunempfindlicher Entwurf leicht implementiert werden.

Numerischer und experimenteller Nachweis von Chaos in einer zweipunktgeregelten PT₂-Strecke unter harmonischer Anregung

Dr. techn. Andreas Magauer, 1996

Begutachter: o.Univ.Prof.Dr.techn.A.Weinmann und titl.a.o.Univ.Prof.Dr.techn.R.Noisser

Deterministisches Chaos ist eine bekannte Erscheinungsform in nichtlinearen dynamischen Systemen. Die vorliegende Arbeit soll numerisch wie experimentell zeigen, daß auch typische klassische Einrichtungen der Regelungstechnik, wie nichtautonome Relaisysteme derartiges Verhalten aufweisen können. Speziell wird erstmals ein harmonisch angeregter Zweipunktregler mit einer linearen Strecke 2. Ordnung untersucht. Weiters werden bekannte Systeme besprochen und eine Klassifizierung durchgeführt, um das System im Sinne der Chaostheorie einordnen zu können. Das untersuchte System ist stückweise-linear und besitzt die Ordnung 3. Mittels bekannter Methoden der Chaostheorie wird die Existenz chaotischer Schwingungen nachgewiesen. Dazu gehörigen Poincaré-Schnitte, Bifurkationsdiagramme, Ljapunov-Exponenten und FFT-Spektren.

Einen wesentlichen Beitrag zur Lokalisierung der chaotischen Regionen stellt die Ermittlung exakter expliziter Grenzen für den Übergang ins Chaos dar. Die Anregungsparameter Frequenz und Amplitude werden dabei variiert. Die Melnikov-Methode ermöglicht die Ermittlung einer unteren Amplituden-Schranke in Form einer Näherung ab der homokline Bifurkationen und somit Chaos zu erwarten ist. Aufgrund einer plausiblen Überlegung wird weiters eine exakte explizite untere Grenze festgelegt, oberhalb der die erste Bifurkation stattgefunden haben muß. Schlußendlich ermöglicht die Methode nach Zypkin die Angabe einer oberen Schranke ab der wieder Grenzzyklen mit der Frequenz der Anregung existieren. Für symmetrische Grenzzyklen ist diese Schranke explizit und exakt. Abweichend zur Literatur wird unter Einsatz der z-Transformation eine geschlossene Lösung präsentiert. Für asymmetrische Grenzzyklen wird die zugehörige Grenze numerisch ermittelt. Zusätzlich werden die gefundenen Grenzen in einer Schwingungsmodus-Analyse dem tatsächlichen Verhalten des Systems gegenübergestellt. Der Vergleich zeigt sehr gute Übereinstimmung zwischen den ermittelten Grenzen und dem tatsächlichen Verhalten. Es treten dabei neben symmetrischen und asymmetrischen auch subharmonische Grenzzyklen in Erscheinung.

Den Abschluß bildet die Untersuchung des elektrischen Modells in Form eines Chaos-Generators. Die Ergebnisse der praktischen Realisierung des Systems werden mit Simulationsresultaten verglichen. Elektronisch aufgenommene Poincaré-Schnitte und Bifurkationsdiagramme, gemessene FFT-Spektren und Phasenbilder bestätigen die Gültigkeit des Modells und somit das chaotische Verhalten

Neural network visual recognition system for microelectromechanical parts assembly

Dr.techn.Jasna Radjenovic-Mrcarica, 1996

Begutachter: o.Univ.Prof.Dr.techn.H.Detter und o.Univ.Prof.Dr.techn.A.Weinmann

Mikroelektromechanische Systeme (MEMS) sind mikrometergroße Funktionsgruppen die aus elektronischen, mechanischen, optischen und anderen Bauteilen oder -gruppen bestehen. Während des Produktionsprozesses werden die Mikrobauteile dieser Systeme oft separat hergestellt und müssen zusammenmontiert werden. Die industrielle Produktion der MEMS benötigt daher die automatisierung der Montage. Für solche automatische Systeme müssen geeignete Steuersubsysteme für die genaue Positionskontrolle, Sensorsubsysteme und Systeme mit optischer Bilderkennung entwickelt werden.

Die Arbeit die in dieser Dissertation vollbracht wurde konzentriert sich auf die optische Bilderkennung. Der Schwerpunkt liegt in der Erkennung der Art des Mikroteils das unter dem Mikroskop beobachtet wird und der Identifikation seiner Position. Das Problem der optischen Bilderkennung ist viel schwieriger als in der Makrodomäne da die Bilder durch das Mikroskop aufgenommen werden und es zu Verzerrungen und Geräuschen kommt. Die Methode die zur optischen Bilderkennung eingesetzt wird basiert auf neuronale Netze und teilweise auf Techniken der digitalen Bildverarbeitung.

Das System zur optischen Bilderkennung wurde als Software für das UNIX Betriebssystem entwickelt indem die C Programmiersprache benutzt wurde. Das Modul zur Bildaufbereitung berechnet die durch Fläche, Schwerpunktlage, Inertialmoment und Orientierungswinkel gegebenen Parameter des Objektes im Bild.

Auf der Basis der berechneten Werte wird das Bild so verändert daß das Objekt in die Gleichgewichtslage im Bild gebracht wird. Die Zwischenprodukte der Bildbearbeitung wie Schwerpunktlage, Koordinaten der Objektgrenzen und Orientierungswinkel werden für die Greifernavigation genutzt. Das zweite Modul ist die neuronale Netzwerk Bilderkennung. Optimierte, feed-forward neuronale Netzwerkarchitektur wurde für den Einsatz bei der Erkennung von Mikrobauteilen entwickelt.

Das neuronale Netz nimmt die grauschattierten vorbearbeiteten Bilder als Eingabe und produziert eine entsprechende Erkennungskode als Ausgang. Standard back propagation mit verbesserter resilient propagation wurde benutzt.

Aufgrund der großen Datenmenge die für die Darstellung der Bauteile notwendig ist mußte Bildkompression benutzt werden. Bildkompression auf Basis neuronaler Netze ist im Lernprozeß enthalten ohne daß dafür separat Zeit benötigt wird.

Das System ist mit Bildern getestet worden die unter dem Mikroskop aufgenommen wurden. Teile eines Mikrovalve systems (Durchmesser etwa 3mm) die in der Dimension und Form ähnlich waren wurden als Demonstrationsbeispiel benutzt. Die Wiedererkennungsfähigkeiten wurden getestet und es wurden damit gute Resultate erreicht. In einem anderen Beispiel wurden Bauteile die in der LIGA Technik hergestellt wurden (Durchmesser 1-3 mm) für das Testen des Systems benutzt. In diesem Fall wurden die Effekte von Geräuschen auf das Erkennungssystem getestet da die Umgebung nicht klar war und die Teile schlechte Reflexionseigenschaften besitzen. Die Bildverzerrungen wurden dabei durch die Optik des Mikroskops, den nicht idealen Hintergrund, Staubpartikel u.a. hervorgerufen. Die Performanz des gesamten Bilderkennungssystems (Preprozessor und neuronales Netz) wurde getestet. Die Genauigkeit und die Erkennungsgeschwindigkeit wurde getestet. Die Resultate waren in beiden Fällen vergleichbar mit den publizierten Werten andererer Erkennungsmethoden die in der Makrodomäne angewendet werden. Es wurden einige digitale Bilderkennungstechniken angewendet. Die Tendenz war die Bilderkennungstechniken so einzusetzen daß möglichst wenig Rechnerzeit dafür in Anspruch genommen wird. Bildbearbeitungstechniken die eine Korrelation zwischen umgebenden Pixeln berechnen wurden, da sehr Zeitintensiv nicht angewendet. Es wurden daher die Inertialmomenteigenschaften des Bildes genutzt, wo diese Korrelation nicht berechnet werden muß.

Die Lernphase des neuronalen Netze wird am neuronalem Netzwerksimulator durchgeführt. Nach dem der Lernprozess beendet wurde, wird die Datei mit der Beschreibung des trainierten neuronalen Netzes extrahiert und als ausführbare C-Quellcode in eine separate Funktion kompiliert. In dieser Weise beinhaltet die für die Bilderkennung notwendige Zeit das Lesen der Netzwerkoeffizienten und die Multiplikation mit den Eingabewerten (Bildelemente-Pixel). Die erhaltene C-Funktion wurde mit dem Bildbearbeitungsmodul verbunden. Durch die Extrahierung der der Beschreibung des neuronalen Netzes als C- Quellcode wurde die Erkennungszeit signifikant gesenkt.

Die Zusammensetzung verschiedener neuronaler Netze wurde hinsichtlich der Architektur, den Lernalgorithmen, der Lernparameter sowie der neuronalen Netzwerkparameter analysiert um die bestmögliche Lösung zu dieser schwierigen Erkennungsaufgabe finden. Experimente wurden durchgeführt und die besten Resultate systematisiert. Die Systematisierung des Wissens ist für die Optimisation , z.B. Entwicklung des neuronalen Netzes für zukünftige Einsätze im Mikro- und Makrobereich hilfreich.

Das neuronale Netzwerk ist gedacht für die Unterstützung der Entwicklung automatisierter Systeme für die Montage mikroelektromechanischer Systeme die es in vielen Forschungseinrichtungen Europas gibt. Der Einsatzbereich dieses Systems ist aber viel weitläufiger. Ein Beispiel für den Einsatz im Mikrobereich ist die Qualitätskontrolle der produzierten Mikrobauteile. In der Makrodomäne ist der Einsatzbereich auch groß. Beispiele dafür sind die Qualitätskontrolle mechatronischer Bauelemente, optische Kontrolle in der Lebensmittelindustrie, medizinische Untersuchung von Geschwüren u.v.m.

Automatisierte Demontage unter Berücksichtigung von Concurrent Engineering

Gero Gschwendtner

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

Die Demontage stellt einen neuen Bereich in der Industrie dar, der immer mehr an Bedeutung gewinnt. Da die Demontage der erster Schritt zu einem effizienten Recycling ist, muß man in Zukunft auf deren Realisierung ein Hauptaugenmerk richten. Gegenwärtig wird die Demontage, wenn überhaupt, nur manuell durchgeführt. Eine Automatisierung des gesamten Vorganges ist unumgänglich, um die zwei damit verbundenen Hauptziele, nämlich die Reduzierung der Kosten und die Schaffung von humanen Arbeitsplätzen, erfüllen zu können. Das Automatisierungspotential der Demontage wird zu einer neuen Herausforderung mit großem Handlungsbedarf.

Zwei wesentliche Faktoren bestimmen die Wirtschaftlichkeit der automatisierten Demontage, welche die Grundvoraussetzung für das Recycling ist: die demontagegerechte Konstruktion und der Entwurf der Demontagezelle, d.h. die Produkt- und die Produktionsplanung.

Diese stellen auch die zwei Hauptpunkte dar, die diese Arbeit untersucht. Um sie optimal ineinander integrieren zu können, wird deshalb, nach einer ausführlichen Analyse des Fachgebietes Demontage unter Beachtung der relevanten Nebenbedingungen, mit "Concurrent Engineering for Disassembly" eine neue Methode dafür entwickelt.

Im ersten Hauptteil wird der Konstruktionsprozeß dem neuen Gedanken der Demontage angepaßt und die Entwicklung ganzheitlicher umfassender Konstruktionshilfen beschrieben. Diese sind derart aufgebaut, daß sie allen Anforderungen problemlos anzupassen sind und dem Konstrukteur und Planer in allen Phasen die richtigen demontagetechnischen Informationen zur Verfügung stellen können. Diese neue Wissensbasis gliedert sich in eine zur Begünstigung der einzelnen automatisiert durchführbaren Demontageoperationen, in Regeln zur demontagegerechten Produktstrukturierung und in Wissen zur Erfüllung spezieller Randbedingungen. Letztere basieren auf den Schlußfolgerungen der am Beginn der Arbeit erstellten Analyse. Weiters beinhaltet dieser Teil Möglichkeiten zur Bewertung der Demontagefreundlichkeit. Neben dem Entwurf von Demontagechecklisten wird mit dem Autodemographen eine neu entwickelte Methode vorgestellt, die sowohl eine graphische Darstellung als auch Kennwerte für die Demontagefreundlichkeit liefert.

Der zweite Hauptteil wendet sich der Entwicklung eines Systems zum rechnerunterstützten Entwurf einer Demontagezelle zu. An dieser Stelle steht zunächst die Evaluierung verschiedener Strategien hinsichtlich der Demontagereihenfolge, -durchführung und -organisation mit dem Ziel, die Effizienz der Demontage wirksam zu verbessern. Ein Teilkapitel befaßt sich in der Folge mit der Berechnung der optimalen Demontagetiefe und beinhaltet ferner die Herleitung einer

formelmäßigen Darstellung. Damit kann man eine Untersuchung über die Effektivität des Recyclings und dann im speziellen über die Wirtschaftlichkeit bei der Einführung eines automatischen Demontagesystems durchführen. Anschließend wird der Auslegung der Demontagezelle nachgegangen, bei der zunächst deren Anforderungen ermittelt werden. Danach zeigt eine detaillierte Analyse genau auf, welche Werkzeuge und Geräte den speziellen Bedürfnissen der Demontage am besten genügen. Um trotz der in der Demontage vorherrschenden veränderlichen Arbeitsbedingungen automatisiert demontieren zu können, liegt das Hauptaugenmerk auf dem intelligenten Sensoreinsatz. Die Auswahl von Geräten zur Demontage von benutzten in ihren Charakteristika beeinträchtigten Produkten, die dadurch den gesamten Prozeß wesentlich erschweren, kommt in einem eigenen Abschnitt zur Erörterung. Alle dabei neu erzielten Ergebnisse werden abschließend auf die Planungssoftware übertragen und an einem praktischen Beispiel evaluiert.

Diese Dissertation leitet somit eine neue Wissensbasis her, die es erstmals ermöglicht, den Aspekt der Demontage in allen Phasen des Konstruktions- und Planungsprozesses zu integrieren.

Integrierte Produktentwicklung

Methoden für Prozeßorganisation, Produkterstellung und Konstruktion

Klaus Ehrlenspiel

686 Seiten, 462 Abbildungen und als Beilage „Arbeitsblätter und Checklisten“
© 1995 Carl Hanser Verlag München Wien

Das vorliegende Buch beschäftigt sich ausführlich mit den Begriffen Entwicklung und Konstruktion, welche als Hauptschwerpunkte der Produkterstellung zu verstehen sind. Dabei wird der Prozeß der Produktentwicklung von der ersten Ideensuche bis zur Auslieferung des neuen Produktes betrachtet.

Das Buch gliedert sich thematisch in drei Schwerpunkte:

Im ersten Themenbereich wird versucht dem Leser die Bedeutung einer ganzheitlichen Denkweise, welche auf diesem Gebiet unerlässlich ist, näher zu bringen. Dabei sollen nicht nur die Zusammenarbeit der einzelnen Abteilungen im Unternehmen gefördert werden, sondern es werden dabei die Nutzung und die Entsorgung des Produktes in den Prozeß integriert. Um diese Ziel zu erreichen wird eine „integrierte Produkterstellungsmethodik (IP-Methodik)“ vorgestellt, welche auch in anderen Bereichen (Materialwirtschaft, Controlling, usw.) eines Unternehmens verwendet werden kann.

Der zweite Themenbereich umfaßt die flexible Verwendung von Methoden abgestimmt auf die Anforderungen des neu zu entwickelten Produktes. Dabei wird vornehmlich auf die Methoden „Vorgehenszyklus“, „korrigierende Vorgehen und „generierende Vorgehen“ eingegangen.

Der dritte Themenschwerpunkt richtet sich vor allem an die wissenschaftliche Lehre, wobei versucht wird die Notwendigkeit methodischen Vorgehens auf diesem Gebiet zu erläutern.

Das Buch ist in die Teile *Einleitung, Technische Systeme und ihre Eigenschaften, Der Mensch als Problemlöser, Produkterstellung - Inhalt und Organisation, Entwicklung und Konstruktion - Inhalt und Organisation, Methodik für die Produkterstellung mit Schwerpunkt Entwicklung und Konstruktion, Sachgebundene Methoden für die Entwicklung und Konstruktion, Entwicklungs- und Konstruktionsbeispiele, Kostengünstiges Konstruieren, Begriffe und Anhang* gegliedert, so daß der Leser je nach Wissensstand oder Informationsbedarf gezielt Kapitel auswählen kann. Das Zentrum dieser Kapiteleinteilung stellt sicherlich das Kapitel über die IP-Methodik dar. Die weiteren Abschnitte weisen auf dieses zentrale Thema hin.

Nicht behandelt wurden in diesem Buch die Themenbereiche elektronische Datenverarbeitung, Methoden aus dem Produktions- und Vertriebsbereich sowie klassische Managementmethoden.

Das Buch richtet sich in seiner Gesamtheit an leitende Konstrukteure sowie Produktverantwortliche in der Industrie und ist sicherlich auch für Lehrende und Lernende auf dem Gebiet der Konstruktion und Produktion ein interessantes Nachschlagwerk.

W. Schachner

2nd MATHMOD VIENNA 2nd International Symposium on MATHEMATICAL MODELLING

February 5-7, 1997
Technical University Vienna, Austria

SCOPE:

All aspects of mathematical modelling of all types of systems i. e. of systems which are

- dynamic or static
- deterministic or stochastic
- continuous or discrete
- lumped parameter or distributed parameter
- linear or nonlinear
- or of any other nature.

Consequently, a wide variety of formal models will be discussed and the term "mathematical model" will include classical models such as differential or difference equations, Markov processes, ARMA models as well as more recent approaches such as Bond graphs or Petri nets. The topics to be discussed will include

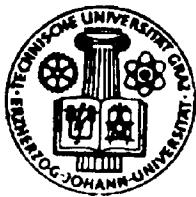
- modelling theory
- processes and methods for model formulation, identification, development, reduction and validation etc. (incl. guidelines and check lists)
- automation of modelling and software aids for modelling
- modelling for/by simulation
- qualitative modelling including fuzzy and iterative approaches to modelling
- modular modelling (especially applied to interdisciplinary fields such as mechatronics or controlled environmental systems)
- learning networks in modelling
- uncertainties in modelling
- methodologies for model validation
- fitting mathematical models to real processes
- the relationship between the modelling approach and problem solutions
- comparison of methods for modelling, model reduction and model validation
 - effects of modelling errors on overall performance of an engineering system (e. g. relationship between modelling and control design)
- applications in the field of engineering systems and in natural sciences
- applications in other fields (such as environmental systems, biotechnology etc.)
- case studies of a comparison for ideas or methods
- education in modelling.

Out of some 180 submitted abstracts about 120 scientific papers have been accepted for presentation. In addition, some 15 special sessions with some 70 papers will be held. Moreover, a book exhibition and software presentations will be organized.

Further DETAILS can be obtained from:

Univ. Prof. Dr. Inge Troch
Technische Universitaet Wien (E114/5)
Wiedner Hauptstrasse 8-10; A-1040 Wien
EMAIL: itroch@email.tuwien.ac.at
Fax: +43 1 586 29 59

Ein Institut stellt sich vor:



**INSTITUT FÜR
REGELUNGSTECHNIK
DER
TECHNISCHEN UNIVERSITÄT GRAZ**

Nicolaos Douroumas

Das Institut für Regelungstechnik wurde im Jahre 1973 an der damaligen Fakultät für Maschinenwesen und Elektrotechnik gegründet und es ist seit 1975 der Fakultät für Elektrotechnik zugeordnet. Die Büro- und Laborräume des Instituts befinden sich in der Krengasse 37, sie umfassen ca. 400 m². Derzeit sind am Institut für Regelungstechnik ein Universitätsprofessor, ein Universitätsdozent, vier Universitätsassistenten sowie zwei halbtätig beschäftigte allgemeine Bedienstete tätig. Darüberhinaus sind dem Institut noch zwei Universitätsdozenten ohne Dienstverhältnis sowie ein emeritierter Universitätsprofessor zugeordnet.

Lehre:

Dem Institut obliegt die Grundlagenausbildung auf den Gebieten der System- und Regelungstechnik für die Studienrichtungen Elektrotechnik, Telematik und Maschinenbau. Zusätzlich werden noch Pflichtlehrveranstaltungen aus Systemtheorie und Modellbildung im Rahmen des Studienzweiges „Prozeßtechnik“ sowie vertiefende Lehrveranstaltungen über Prozeßautomatisierung, Regelungstechnik und Regelungstheorie im Wahlfachkatalog „Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung“ für die Studienrichtung Elektrotechnik angeboten.

Forschungsgebiete:

Computer Aided Control System Design (CACSD):

Die Aktivitäten des Institutes auf diesem Forschungsgebiet konzentrieren sich auf die Entwicklung automatisierter Reglerentwurfsverfahren basierend auf der l_1 -Theorie und der H_∞ -Theorie. Dabei spielen Robustheitsforderungen bezüglich der Stabilität und/oder der Güte des Führungs- bzw. Störübertragungsverhaltens eine entscheidende Rolle. Durch den Einsatz von Methoden der linearen und quadratischen Programmierung werden für diese Aufgabenstellungen optimale Regler berechnet, die aber im allgemeinen eine hohe Ordnung aufweisen. Deshalb wird in einem weiteren Schritt zur Verringerung des Realisierungsaufwandes eine Reduktion der Reglerordnung angestrebt. Für diesen Zweck wurde eine neue Methode entwickelt, die ebenfalls auf der linearen Programmierung beruht. Zur Unterstützung des Anwenders bei der Erzeugung großer linearer Programme, wie sie für die eben skizzierten Aufgaben erforderlich sind, wird eine geeignete Programmiersprache entwickelt. Das Ergebnis dieser Bemühungen soll ein Werkzeug sein, mit dessen Hilfe aus regelungstechnischen Entwurfsspezifikationen sehr einfach entsprechende Datensätze für die Algorithmen zur Lösung linearer bzw. quadratischer Programme erzeugt werden können.

Simulation:

Neben der Entwicklung aussagekräftiger mathematischer Modelle für industrielle Prozesse besteht ein weiterer Schwerpunkt in der sogenannten *Qualitativen Simulation*. Nichtlineare dynamische Systeme mit nichtparametrischen Unsicherheiten können mit den klassischen Methoden der Simulation nur unzureichend analysiert werden. Eine Modellierung solcher Systeme

mit Hilfe von qualitativen Differentialgleichungen und eine qualitative Simulation ermöglichen es, fundierte Aussagen über das zu erwartende Verhalten des nichtlinearen unsicheren Systems zu erhalten. Im Rahmen der Forschungstätigkeit auf diesem Gebiet werden qualitative Methoden auf ihre Anwendbarkeit zur Analyse von nichtlinearen Regelkreisen untersucht.

Regelungstheorie:

Im Rahmen dieses Forschungsgebietes werden vornehmlich Methoden zur Regelung nichtlinearer Systeme entwickelt, wobei vor allem sogenannte AI-Systeme (affine input) im Vordergrund stehen. Für diese Klasse von nichtlinearen Systemen werden vom Institut zwei verschiedene Ansätze zur Regelung verfolgt: Im ersten Verfahren wird das nichtlineare System mit Hilfe der sogenannten Carleman-Linearisierung durch ein bilineares System approximiert und darauf aufbauend ein stabilisierender Regler mit Methoden der Hyperstabilitätstheorie entwickelt. Die zweite Methode beruht auf einer Eingangs-Ausgangs-Linearisierung durch eine geeignete nichtlineare Zustandsrückführung. Dabei konzentrieren sich die Forschungsaktivitäten auf Systeme, bei welchen die Ausgangsgrößen durch implizite Gleichungen gegeben sind.

Regelung industrieller Prozesse:

Beim Entwurf und bei der Realisierung von Regelungen für industrielle Anwendungen besteht sehr oft der Wunsch, neue Konzepte sehr rasch auf Prototypenebene in lauffähige, prozeßnahe Strukturen umzusetzen. Zu diesem Zweck wird im Institut für Regelungstechnik eine *Control Workbench* entwickelt. Das Kernstück dieses Hilfsmittels ist die sogenannte *Process Environment Toolbox* als Ergänzung zum Programm paket MATLAB/SIMULINK. Damit ist es möglich, Regelalgorithmen in Echtzeit an realen Systemen mit Hilfe von MATLAB/SIMULINK zu testen. Der Einsatz dieser Toolbox hat sich auch bei Laborübungen in der Ausbildung auf dem Gebiet der Prozeßautomatisierung als äußerst nützlich erwiesen.

Innerhalb der oben angeführten Forschungsgebiete bestehen Kooperationen mit Industrieunternehmen und universitären Forschungseinrichtungen.

Veranstaltungen:

Das *Steirische Seminar über Regelungstechnik und Prozeßautomatisierung* wird vom Institut für Regelungstechnik alle zwei Jahre im Schloß Retzhof, dem Bildungshaus des Landes Steiermark in der Nähe der südsteirischen Stadt Leibnitz, abgehalten. Dabei treffen sich Vertreter von Hochschulen und der Industrie zu einem fruchtbaren Gedankenaustausch über Probleme der Regelungs- bzw. Automatisierungstechnik. Diese Veranstaltung findet im September 1997 zum 10. Mal statt.

Institutsadresse:

Institut für Regelungstechnik
Technische Universität Graz
Krenngasse 37/II
A-8010 Graz

Tel: +43 316 873-7021
FAX: +43 316 873-7028
email: douroumas@irt.tu-graz.ac.at

Datum	Veranstaltung	Ort	Weitere Informationen erhältlich bei:
24.10.1996	12. Österreichischer Automatisierungstag	Vienna, Austria	Institute for Handling Devices and Robotics Technical University of Vienna Floragasse 7A A-1040 Vienna, Austria Phone: +43 1 504 18 35 FAX: +43 1 504 18 35 9 Email: e318@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at
3.2. - 5.2. 1997	IFAC Workshop Manufacturing Systems: Modelling, Management and Control (MIM '97)	Vienna, Austria	Institute for Handling Devices and Robotics Technical University of Vienna Floragasse 7A A-1040 Vienna, Austria Phone: +43 1 504 18 35 FAX: +43 1 504 18 35 9 Email: mim@ihrt1.ihrt.tuwien.ac.at
5.2. - 7.2. 1997	IMACS/IFAC Symposium Mathematic Modelling MATHMOD '2	Vienna, Austria	Prof. I. Troch Technical University of Vienna Wiedner Hauptstr. 8 -10 A-1040 Vienna, Austria FAX: +43 1 586 8093 Email: itroch@email.tuwien.ac.at
23.3. - 26.3. 1997	IFAC Symposium Modelling and Control of Biomedical Systems including Biological Systems	Warwick, UK	Prof. K. Godfrey Dept. of Engineering University of Warwick Coventry CV4 7AL, UK FAX: +44 1203 418922
28.4. - 30.4. 1997	IFAC/IEEE Symposium Computer-Aided Control Systems Design - CACSD '97	Ghent, Belgium	Prof. Luc Boullart University of Ghent Campus Ardoyen Technologiepark Zwijnaarde, 9 B-9052 Zwijnaarde, Belgium FAX: +32 9 264 5839 Email: boullart@autoctrl.rug.ac.be
20.5. - 22.5. 1997	IFAV Conference Control of Industrial Systems	Belfort, France	Dr. Michel Ferney, ENIB, BP 525 F-90016 Belfort, France FAX +33/84582342
1.6. - 6.6. 1997	IMEKO/IFAC Congress New Measurements - Challenges and Visions	Tampere, Finland	XIV IMEKO Secretariat Finnish Society of Automation Asemapäällikönkatu 12C SF-00520 Helsinki, Finland FAX +358/9/1461 650 e-mail: atufin@ibm.net
3.9. - 5.9. 1997	IFAC Symposium Robot Control	Nantes, France	Prof. W. Khalil LAN - Ecole centrale de Nantes F-44072 Nantes Cedex, France FAX +33/7657/4754 e-mail: khalil@lan.ec.nantes.fr