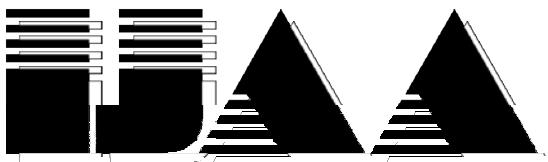


INTERNATIONAL JOURNAL AUTOMATION AUSTRIA



HEFT 1

Jg. 15, (2007)

<i>INHALT</i>	<i>Seite</i>
WEINMANN, A.: Improving the Stability Margin of Discrete-Time Systems in the Presence Spherical Uncertainties	1
KIMMERSDORFER, A.: Robuste modellbasierte Bewegungsregelung mit adaptiver Reibungskompensation bei einem schwingungsfähigen Positioniersystem	8
WEINMANN, A.: Uncertainty Estimate Based on the Stability Radius	37
HERAKOVIC, N.: Mechatronische Systeme in der Ventilentwicklung	43
SCHLAGLICHTER	53
BUCHBESPRECHUNGEN	58
DISSERTATIONSKURZFASSUNGEN	61
DIPLOMARBEITEN	63
VERANSTALTUNGEN	64



SCOPE

"International Journal Automation Austria" publishes top quality, peer reviewed papers in all areas of automatic control concerning continuous and discrete processes and production systems.

Only original papers will be considered. No paper published previously in another journal, transaction or book will be accepted. Material published in workshops or symposia proceedings will be considered. In such a case the author is responsible for obtaining the necessary copyright releases. In all cases, the author must obtain the necessary copyright releases before preparing a submission.

Papers are solicited in both theory and applications.

Before preparing submissions, please visit our instructions to authors (see back cover) or web page.

Copyright © IFAC - Beirat. All rights reserved. No part of this publication may be reproduced, stored, transmitted or disseminated, in any form, or by any means, without prior written permission from IFAC - Beirat, to whom all requests to reproduce copyright material should be directed, in writing.

International Journal Automation Austria also is the official executive authority for publications of IFAC - Beirat Österreich.

Imprint:

Propagation of Automatic Control in Theory and Practice.

Frequency: Aperiodically, usually twice a year.

Publisher: IFAC - Beirat Österreich, Peter Kopacek, Alexander Weinmann

Editors in Chief: Alexander Weinmann, Peter Kopacek

Coeditors: Dourdoumas, N. (A) Fuchs, H. (D) Jörgl, H. P. (A)
Noe, D. (SLO) Schaufelberger, W. (CH)
Schlacher, K. (A) Schmidt, G. (D) Troch, I. (A)
Vamos, T. (H) Wahl, F. (D)

Address: Intelligente Handhabungs- und Robotertechnik (E325/A6), TU-Wien,
A-1040 Wien, Favoritenstrasse 9-11, Austria

Phone: +43.1.58801-31801; FAX: +43.1.58801-31899

E-Mail: e318@ihrt.tuwien.ac.at

Homepage: http://www.ihrt.tuwien.ac.at/IFAC_AUT/
<http://www.acin.tuwien.ac.at/IJAA/index.htm>

Layout: Eva Schirmbrand

Printing: Grafisches Zentrum HTU-GmbH

Improving the Stability Margin of Discrete-Time Systems in the Presence Spherical Uncertainties

Alexander Weinmann, OVE, Senior Member IEEE

Vienna University of Technology, Institute of Automation and Control

Gusshausstrasse 27-29/376

A-1040 Vienna / Austria

Phone: +43 1 58801 37611

Fax: +43 1 58801 37699

email: weinmann@acin.tuwien.ac.at

Manuscript received September 19, 2006

Abstract

A closed-loop discrete-time dynamic system is considered, deteriorated by spherical uncertainties of a given bound. The structural details of the most dangerous uncertainty are derived. Altering the controller matrix is used to exactly compensate the influence of the uncertainties in the process, based on keeping the stability radius constant. Hence, the control system is robust with respect to the entire family of uncertainties. Entirely and partially perturbed systems are taken into consideration.

Keywords: Multivariable system, robustness, Mikhailov hodograph, bounded spherical uncertainties, stability margin, discrete-time systems

1 Introduction

Among the huge variety of treatises investigating perturbed control systems (*Barmish, B.R., 1994 ; Weinmann, A., 1991*), the performance robustness issue is augmented by using a specific stability margin limit. Robustness of multivariable discrete-time systems

is considered on the basis of some specific type of stability margin. The influence of spherical uncertainties on the stability margin is evaluated in detail. The influence of the most dangerous uncertainty is compensated by continued improvement of the controller. The stability margin in the worst perturbed case is kept better than the nominal stability margin; or better than that stability margin where the uncertainties optimally back the system.

The stability margin of a dynamic systems is defined as the minimum distance of the Mikhailov hodograph to the origin. This hodograph results from the closed-loop characteristic polynomial where the Laplace operator s is replaced by $j\omega$. If the hodograph crosses the origin at a specific frequency ω_0 , the dynamic system operates as a system oscillating with this frequency in steady-state. The stability margin, denoted as h_0 , is presented for continuous-time and discrete-time systems in *Weinmann, A., 2005; 2006*, respectively. In these references, the state controller is used to improve the stability margin following the gradient of h_0^2 with respect to the state or output state controller matrix.

The absolute magnitude of the stability margin is hard to visualize. Even the well-known phase margin of single-input single-output single-loop control is mapped to the overshoot to “understand” and illustrate the stability margin.

This article is an extension of *Weinmann, A., 2006a* where uncertainties of the process are included. In detail, find the uncertainty of some given Frobenius norm bound with maximum influence on the stability margin. In other words, express some improvement of the stability margin of an unperturbed system in terms of the worst uncertainty while keeping the stability margin constant. The stability margin increment is thus interpreted as tolerating a certain amount of uncertainties. Instead of an increase of stability margin of the unperturbed system, the stability quality is expressed in terms of tolerating norm-bounded spherical uncertainties.

2 Problem Statement and Solution

Consider a dynamic discrete-time system $\Phi \in \mathcal{R}^{n \times n}$; $\Psi \in \mathcal{R}^{n \times m}$; $\mathbf{C} \in \mathcal{R}^{r \times n}$ with sampling period T_s

$$\mathbf{x}(k+1) = \Phi(T_s)\mathbf{x}(k) + \Psi\mathbf{u}(k) \quad \in \mathcal{R}^n \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k), \quad (2)$$

and a controller

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{K}_y\mathbf{y}(k) = \mathbf{K}_y\mathbf{C}\mathbf{x}(k). \quad (3)$$

For the closed-loop feedback control system, Φ is replaced by $\Phi_{cl} = \Phi + \Psi K_y C$, where K_y is the output state-controller matrix. An additive-type uncertainty $\Delta\Phi$ of the plant Φ is included. Hence, the perturbed system is

$$\Phi_p = \Phi + \Delta\Phi \quad \text{or} \quad \Phi_{cl,p} = \Phi + \Delta\Phi + \Psi K_y C. \quad (4)$$

The stability margin h_0 of the perturbed closed-loop system is the minimum distance $h_0 \triangleq \min_{\omega} |h(j\omega)|$ of the hodograph $h(j\omega) = \det(e^{j\omega T_s} \mathbf{I}_n - \Phi_{cl,p})$ of its perturbed coefficient matrix $\Phi_{cl,p} = \Phi_{cl} + \Delta\Phi$. From *Weinmann, A., 2006*

$$h_0^2 = \det[\mathbf{I}_n - 2\Phi_{cl,p} \cos \omega_0 T_s + \Phi_{cl,p}^2], \quad (5)$$

where ω_0 results from

$$\text{tr}[\Phi_{cl,p} \text{adj}(\mathbf{I}_n - 2\Phi_{cl,p} \cos \omega_0 T_s + \Phi_{cl,p}^2)] = 0. \quad (6)$$

Now, the influence of the additive-type uncertainty $\Delta\Phi$ is taken into consideration in the aforementioned equations. The extremum of h_0 versus $\Delta\Phi$ results from differentiating h_0 with respect to $\Delta\Phi$. The given spherical norm condition $\|\Delta\Phi\|_F = \phi_0$ is included via a Lagrange multiplier λ

$$h_0^2(\Delta\Phi) + \lambda \|\Delta\Phi\|_F^2 \rightarrow \max_{\Delta\Phi} \quad \text{or} \quad \min_{\Delta\Phi}. \quad (7)$$

Using Eqs.(18) through (25) from the Appendix, following the derivation as given in *Weinmann, A., 2006a*, and considering ω_0 independent of $\Delta\Phi$, from Eq.(7) one finds by differentiation

$$\text{col}\Delta\Phi^* = -(\mathbf{W}^T \oplus \mathbf{W} + 2\lambda \mathbf{U}_{nn})^{-1}[-2(\cos \omega_0 T_s)\text{col}\mathbf{W} + \text{col}(\Phi\mathbf{W} + \mathbf{W}\Phi)], \quad (8)$$

where

$$\mathbf{W} \triangleq \text{adj}[\mathbf{I}_n - 2\Phi_{cl,p} \cos \omega_0 T_s + \Phi_{cl,p}^2] = \mathbf{W}(\Delta\Phi^*). \quad (9)$$

Combining the Eqs.(8) and (9) yields the result $\Delta\Phi^*$. The dependence of ω_0 in terms of $\Delta\Phi$ usually is very low.

For $\Delta\Phi$ small in norm sense, replace $\Phi_{cl,p}$ by Φ_{cl} in Eq.(9); then \mathbf{W} turns out independent of $\Delta\Phi$. The norm limit $\|\Delta\Phi\|_F = \phi_0$ and Eq.(7) directly lead to the solution of the uncertainty details $\Delta\Phi^*$

$$\text{tr}\{(-2\mathbf{E}_{ij} \cos \omega_0 T_s + \Phi_{cl}\mathbf{E}_{ij} + \mathbf{E}_{ij}\Phi_{cl})\mathbf{W}\} + 2\lambda\Delta\Phi = 0 \quad (10)$$

$$\Delta\Phi^* = \pm\phi_0 \frac{\mathbf{Z}^T}{\|\mathbf{Z}\|_F}, \quad (11)$$

where

$$\mathbf{Z} \triangleq (\mathbf{I}_n \cos \omega_0 T_s - \boldsymbol{\Phi}) \mathbf{W} \quad (12)$$

and \mathbf{W} and $\boldsymbol{\Phi}$ commute.

The aforementioned method is used to exactly estimate the influence of spherical uncertainties on the stability margin.

3 Improving the Stability Margin by Incremental Change of \mathbf{K}_y

In Weinmann, A., 2006, the results are presented how to increase the stability margin incrementally by changing the controller \mathbf{K}_y in an optimal version. The question arises what is the amount of loss of stability margin when the worst spherical uncertainties are incorporated. The magnitude of the uncertainty is evaluated which is capable of compensating the gain. In such a way, the admissible uncertainty visualizes the gain in stability margin from a practitioner's view. This uncertainty is an equivalent of the gain in stability margin.

Example. Fifth-order single-input single-output system:

Following the example given in Weinmann, A., 2006, with the setup $\mathbf{C} = \mathbf{I}_5$ and

$\boldsymbol{\Phi}$					Ψ
0.5000	0.8000	0	0	0	1.0000
-0.8000	0.5000	0	0	0	2.0000
0	0	0.6000	0	0	3.0000
0	0	0	-0.5000	0.7000	4.0000
0	0	0	-0.7000	-0.5000	5.0000

starting from $\mathbf{K}_y = \mathbf{0}$, one finds the uncertainty and the controller

$\Delta\boldsymbol{\Phi}^*$					\mathbf{K}_y^T
-0.0054	-0.0017	0.0003	0.0044	0.0043	0.0606
0.0003	-0.0081	-0.0038	-0.0231	0.0077	-0.0622
0.0000	0.0000	-0.0052	0.0004	-0.0002	0.0251
-0.0022	-0.0024	-0.0035	-0.0401	0.0308	0.4000
-0.0004	-0.0017	-0.0022	-0.0318	-0.0343	-0.0398

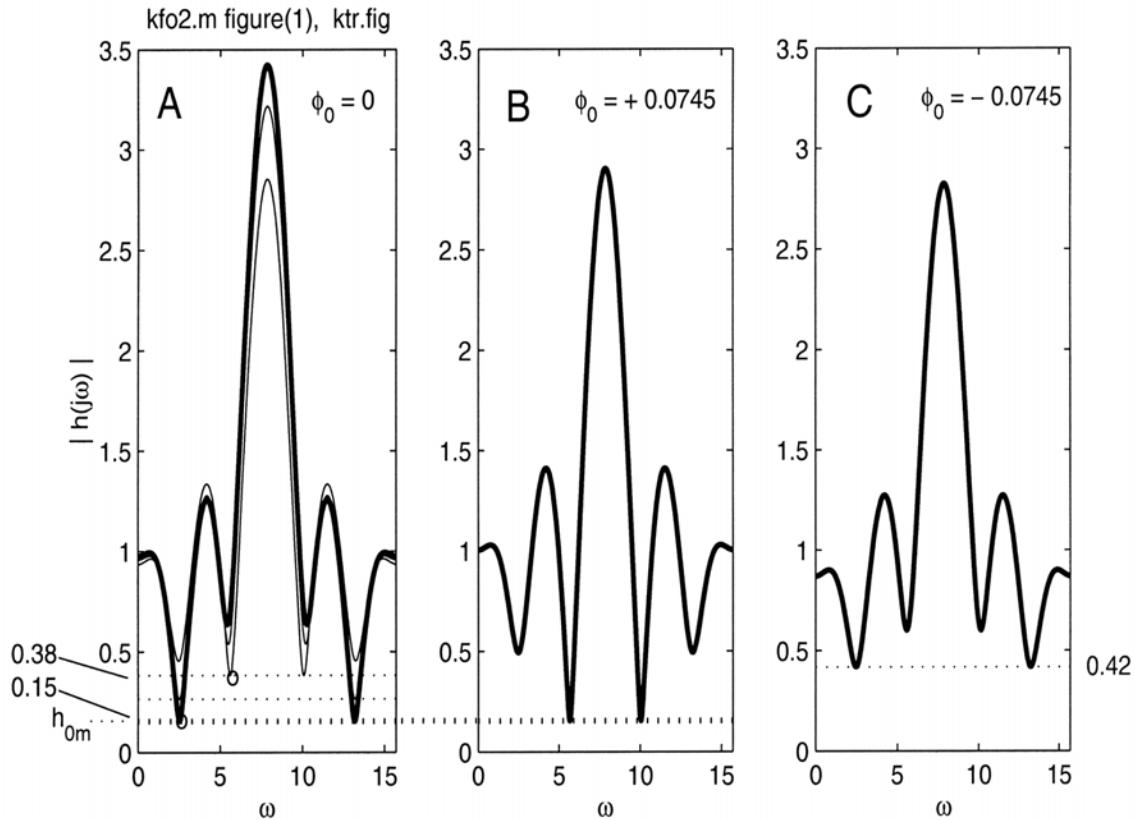


Figure 1: Improving the stability margin by changing \mathbf{K}_y in two steps (Part A) and searching for an uncertainty such that the gain of the stability margin is just compensated by the uncertainties (Part B). Part C shows the hodograph including the helpful uncertainty extremum resulting for the opposite sign.

The stability margin is improved in two steps, see Fig. 1, Part A. The stability margin gain runs from $h_{0m} = 0.15$ to 0.38 . When the uncertainty bound $\phi_0 = 0.0745$ is permitted then h_0 is reduced to the initial value h_{0m} . In Fig. 1, Part B, the hodograph is plotted having passed two steps of changing \mathbf{K}_y and having applied the “plus” uncertainty above. “Negative” uncertainty backs the system in this example because the resulting $h_0 = 0.42$ is bigger and on the safe side (Part C).

Note an alternative: In this example, an uncertainty bound of $\phi = 0.044$ is admissible for keeping the biggest absolute eigenvalue constant.

4 Partially Perturbed System

Consider the squared stability margin h_0^2 of the system which is only perturbed in parts, i.e., at the positions μ, ν

$$h_0^2 = \det[\mathbf{I}_n - 2(\Phi + \sum_{\mu, \nu} \phi_{ij} \mathbf{E}_{ij}) \cos \omega_0 T_s + (\Phi + \sum_{\mu, \nu} \phi_{ij} \mathbf{E}_{ij})^2] . \quad (13)$$

Then we get

$$\phi_{ij}^* = \frac{-(\Phi \mathbf{W} + \mathbf{W} \Phi)_{ji} + 2W_{ji} \cos \omega_0 T_s}{2(\lambda + \delta_{ij} W_{ji})}, \quad (14)$$

where

$$\mathbf{W} \triangleq \text{adj}[\mathbf{I}_n - 2(\Phi + \sum_{\mu, \nu} \phi_{ij} \mathbf{E}_{ij}) \cos \omega_0 T_s + (\Phi + \sum_{\mu, \nu} \phi_{ij} \mathbf{E}_{ij})^2] . \quad (15)$$

For ϕ_{ij} small, the term with δ_{ij} has to be replaced by zero, λ can be separated easily, and the result is

$$\phi_{ij}^* = \phi_0 \frac{v_{ij}}{\sqrt{\sum_{\mu, \nu} v_{ij}^2}} \quad (16)$$

and

$$v_{ij} \triangleq -(\mathbf{W} \Phi)_{ji} + W_{ji} \cos \omega_0 T_s . \quad (17)$$

5 Conclusion

The loss of stability margin due to uncertainties is exactly compensated by an appropriate increase of the controller gain. In such a way, robustness is provided.

The problem is solved which norm of uncertainty can be afforded when an appropriate increase of the controller gain is applicable. Thus, the original stability margin is recovered.

References

- Barmish, B.R., 1994, New tools for robustness of linear systems. New York: Macmillan Publ. Comp.
- Weinmann, A., 1991, Uncertain Models and Robust Control (Wien, New York: Springer)

- Weinmann, A., 2005, A dialog-oriented and gradient-based stability margin in uncertain systems, *Cybernetics and Systems: An International Journal* **36**, Number 7, pp.641-666
- Weinmann, A., 2006, Robustness gradients for discrete-time control systems, *Cybernetics and Systems: An International Journal* **37**, Number 4, pp. 283-292
- Weinmann, A., 2006a, Stability margin and spherical uncertainty, *Cybernetics and Systems: An International Journal* **37**, Number 7, to be published

Appendix

A Correspondences

$$\frac{\partial \det \mathbf{A}}{\partial e} = \text{tr} \left[\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial e} \text{adj } \mathbf{A} \right] \quad (18)$$

$$\frac{\partial \mathbf{A}^{-1}}{\partial e} = -\mathbf{A}^{-1} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial e} \mathbf{A}^{-1} \quad (19)$$

$$\text{Kronecker matrix } \frac{\partial \mathbf{K}_y}{\partial K_{y,ij}} = \mathbf{E}_{ij} \triangleq \mathbf{e}_i \mathbf{e}_j^T \text{ with unit vector } \mathbf{e}_i \quad (20)$$

$$\text{tr}[\mathbf{M}\mathbf{E}_{ij}] = M_{ji} = (\mathbf{M}^T)_{ij} . \quad (21)$$

The Kronecker product \otimes of two matrices (or direct product, tensor product) is defined by a partitioned matrix whose (i, j) -partition is $A_{ij}\mathbf{B}$

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \triangleq \begin{pmatrix} A_{11}\mathbf{B} & A_{12}\mathbf{B} & \dots & A_{1n}\mathbf{B} \\ A_{21}\mathbf{B} & A_{22}\mathbf{B} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m1}\mathbf{B} & A_{m2}\mathbf{B} & \dots & A_{mn}\mathbf{B} \end{pmatrix} = \text{matrix}[A_{ij}\mathbf{B}] , \quad \begin{array}{l} \mathbf{A} \in \mathcal{C}^{n \times m} \\ \mathbf{B} \in \mathcal{C}^{r \times s} \\ \mathbf{A} \otimes \mathbf{B} \in \mathcal{C}^{nr \times ms} . \end{array} \quad (22)$$

$$\text{Kronecker product columnizing correspondence } \text{col}(\mathbf{HFG}) \equiv (\mathbf{G}^T \otimes \mathbf{H})\text{col } \mathbf{F} . \quad (23)$$

$$\text{Kronecker sum } \mathbf{N} \oplus \mathbf{M} = \mathbf{N} \otimes \mathbf{I}_m + \mathbf{I}_n \otimes \mathbf{M} \quad \mathbf{N} \in \mathcal{C}^{n \times n}, \quad \mathbf{M} \in \mathcal{C}^{m \times m}, \quad \mathbf{N} \oplus \mathbf{M} \in \mathcal{C}^{mn \times mn} . \quad (24)$$

Permutation matrix

$$\mathbf{U}_{kl} \triangleq \mathbf{U}_{kl}^{(kl \times kl)} \triangleq \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^l \mathbf{E}_{ij}^{(k \times l)} \otimes \mathbf{E}_{ji}^{(l \times k)} = \sum_i^k \sum_j^l \mathbf{E}_{ij}^{(k \times l)} \otimes (\mathbf{E}_{ij}^{(k \times l)})^T . \quad (25)$$

Columnizing the transpose

$$\text{col } \mathbf{K} = \mathbf{U}_{rm} \text{col}\{\mathbf{K}^T\}, \quad \text{col}\{\mathbf{K}^T\} = \mathbf{U}_{mr} \text{col } \mathbf{K} , \quad \mathbf{K} \in \mathcal{R}^{m \times r} . \quad (26)$$

Robuste modellbasierte Bewegungsregelung mit adaptiver Reibungskompensation bei einem schwingungsfähigen Positioniersystem

Andreas J. Kimmersdorfer
Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik
Technische Universität Wien
Gusshausstr. 27-29
A - 1040 Wien

20. Juni 2006

Kurzfassung

Werden in der bei Bewegungsregelungen üblichen Kaskadenstruktur klassische Regler zur Drehzahlregelung herangezogen, ist bei Positioniersystemen mit signifikant schwingungsfähiger Mechanik nur eine schlechte Dynamik zu erreichen. Im vorliegenden Beitrag wird zur Drehzahlregelung eines schwach gedämpften Systems ein Internal Model Controller eingesetzt. Dieser aus verfahrenstechnischen Prozessregelungen bekannte modellbasierte Regler zeichnet sich durch seine Einfachheit im robusten Entwurf aus. Zur Verbesserung des Folgeverhaltens wird die Drehzahlregelung um eine auf dem Kalman Filter basierende adaptive Reibungskompensation erweitert. Für den robusten Entwurf des Kalman Filters wird ein einfaches graphisches Verfahren vorgeschlagen. Die Wirksamkeit der Regelstrategie wird anhand experimenteller Ergebnisse dargestellt. Überlegungen zum Einsatz der vorgestellten Drehzahlregelung in einer Kaskadenpositionsregelung schließen die Arbeit ab.

1 Einleitung

Industriell zeigt sich im Bereich hochdynamischer Positioniersysteme der Trend zu Leichtbauweisen. Den Vorteilen, wie beispielsweise niedrigerer Energiebedarf aufgrund der geringeren bewegten Massen, geringerer Platzbedarf oder erhöhte Sicherheit (Industrieroboter) steht der Nachteil einer zumeist signifikant schwingungsfähigen Mechanik gegenüber. Eine derartige Schwingungsfähigkeit hat maßgeblichen Einfluß auf das Regelverhalten. Ihre Vernachlässigung kann zu schlechtem Regelverhalten bzw. im schlimmsten Fall, zu Instabilität führen.

In der industriellen Anwendung sind hohe Verfahr- bzw. Bearbeitungsgeschwindigkeiten bei ausreichender Genauigkeit gefordert. Während bei ausreichend starrer Mechanik i.A. auch klassische Regler in herkömmlicher Kaskadenstruktur zufriedenstellende Ergebnisse liefern ([HS92], [DH93]), erweisen sie sich bei resonanter Mechanik aufgrund der geringen erzielbaren Dynamik als ungeeignet (s. [EL00], [BVZ00]). Untersuchungen haben gezeigt, dass mit Zustandsreglern ([JLS93], [Zha99]) oder Reglern höherer Ordnung ([Noi93]) ein

deutlich besseres Regelverhalten erzielt werden kann. Auf Fragen hinsichtlich Robustheit gegenüber Parameterunsicherheiten wird in den Untersuchungen zumeist nicht näher eingegangen. In der Praxis muß jedoch davon ausgegangen werden, dass die Systemparameter bzw. Kenngrößen der schwingungsfähigen Mechanik oft nicht exakt bekannt sind und sich zudem mit der Zeit, etwa aufgrund von Alterung, ändern können.

In dem vorliegenden Beitrag wird zur Regelung eines schwingungsfähigen elektromechanischen Systems von der bei Bewegungsregelungen üblichen Kaskadenstruktur (Positionsregelung mit unterlagerter Drehzahlregelung) ausgegangen. Zur Drehzahlregelung wird der zur Familie der modellprädiktiven Regler gehörende *Internal Model Controller* (IMC) eingesetzt. Dieser aus verfahrenstechnischen Prozessregelungen ([MZ89], [MGP96], [ASK96]) bekannte modellbasierte Regler zeichnet sich durch seine Einfachheit im robusten Entwurf aus. Die Tatsache, dass der IMC lediglich einen Entwurfsparameter besitzt, der sich direkt aus der gewünschten Bandbreite des geschlossenen Regelkreises und der geforderten Robustheit ergibt, machen den IMC besonders attraktiv für den industriellen Einsatz.

Im Großteil von Veröffentlichungen zur Bewegungsregelung von schwingungsfähigen Systemen wird davon ausgegangen, dass neben der Position (bzw. Winkel) auch die Geschwindigkeit (bzw. Drehzahl) in ausreichender Genauigkeit und Qualität zur Verfügung steht und direkt zur Regelung herangezogen werden kann. In industriellen Anwendungen wird jedoch aus Kostengründen zumeist auf eigene Geschwindigkeitssensoren verzichtet und lediglich Positionssensoren eingesetzt. Zur Positionserfassung werden hierbei häufig kostengünstige Inkrementalgeber verwendet. Die Bestimmung der Geschwindigkeit mittels Flankenzählung bzw. durch Differenzenbildung aus dem Positionssignal erweist sich bei hohen Samplingraten aufgrund der beschränkten Encoderauflösung und des damit verbundenen starken Quantisierungsrauschen häufig als ungeeignet ([CBHS95]). Ausgefeilte Meß- und Auswerteverfahren ([Kav02]) können hier eine Verbesserung bringen. Eine einfach zu realisierende Alternative liegt in der beobachterbasierten Schätzung der Geschwindigkeit (bzw. Drehzahl). Sehr vorteilhaft kann dazu das Kalman Filter herangezogen werden ([KS96]). Im nachfolgend dargestellten Regelkonzept wird das Kalman Filter nicht nur zur Drehzahlschätzung sondern auch als Basis für eine adaptive Reibungskompensation eingesetzt. Reibung tritt bei Bewegungsregelungen sehr häufig als maßgebliche Störgröße in Erscheinung und kann das Folgeverhalten deutlich verschlechtern. Durch den Einsatz einer adaptiven Reibungskompensation lässt sich eine deutliche Verbesserung im Folgeverhalten erreichen ([AHDC94], [KN04]). Wie eigene Untersuchungen gezeigt haben, können Modellungenauigkeiten zu Stabilitätsproblemen der Kalman Filter-basierten Reibungskompensation führen. Während in der Literatur die Auslegung des Kalman Filters zumeist auf empirischem Wege durch „Probieren“ erfolgt, wird im Folgenden ein einfaches Verfahren für den systematischen Entwurf eines robusten Kalman Filters zur adaptiven Reibungskompensation vorgeschlagen.

Im nachfolgenden Abschnitt 2 wird das den Untersuchungen zugrundeliegende elektromechanische System dargestellt. Der erste Teil des Abschnitts 3 beschäftigt sich zunächst mit dem robusten Entwurf des IMC alleine, ehe im zweiten Teil die IM-Drehzahlregelung um die Kalman Filter-basierte Drehzahlschätzung und Reibungskompensation erweitert und das Kalman Filter hinsichtlich Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten entworfen wird.

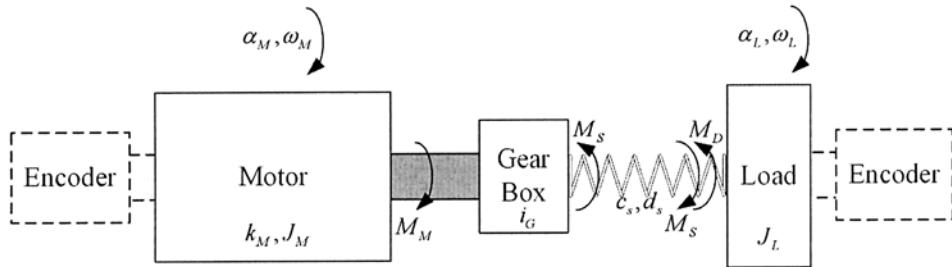


Abbildung 1: Aufbau des elektromechanischen Zweimassensystems

Die Wirksamkeit der vorgestellten Drehzahlregelung wird anhand experimenteller Ergebnisse dargestellt. In Abschnitt 4 wird ausgehend von der entworfenen IM-Drehzahlregelung mit einem einfachen P-Regler eine Positionsregelung in herkömmlicher Kaskadenstruktur realisiert. Die Diskussion von Meßergebnissen am realen System schließt diesen Abschnitt ab. Abschließend folgt eine kurze Zusammenfassung der Ergebnisse.

2 Das elektromechanische System

Ausgegangen wird im Folgenden von einem schwingungsfähigen elektromechanischen System (EMS) wie es in Abb. 1 skizziert ist. Als Antriebsmaschine dient ein stromgeregelter (Gleichstrom-)Servomotor. Die Dynamik der Stromregelung wird aufgrund der hohen Bandbreite des Stromregelkreises in den folgenden Regelungstechnischen Betrachtungen als ideal ($i_M = i_{M,Ref}$) angenommen. Zu beachten ist jedoch der begrenzte Stellebereich der Maschine, welcher durch $|i_M| \leq i_{M,MAX}$ festgelegt ist. Die dominierende Elastizität wird im Übertragungsglied zwischen Getriebe und Last angenommen, und durch eine einfache Drehfeder mit der Federkonstante c_s und der Dämpfung d_s modelliert. Alle anderen mechanischen Übertragungsglieder werden als starr, das Getriebe zusätzlich als spielfrei, angenommen. α_M bezeichnet den Motorwinkel, ω_M die Motordrehzahl, α_L den Lastwinkel und ω_L die Lastdrehzahl. k_M stellt die Drehmomentenkonstante des Servomotors, i_G das Getriebeübersetzungsverhältnis, J_L das Trägheitsmoment der Last und J_M das Trägheitsmoment des Motors dar, wobei hierin sowohl das Trägheitsmoment des Rotors, als auch das Trägheitsmoment des Getriebes berücksichtigt ist. M_M stellt das Motormoment, M_S das Federmoment und M_D das auf Lastseite einwirkende Störmoment dar, was sowohl Last- als auch Reibmoment umfassen kann. Bei dem betrachteten EMS wirken weder Last- noch Bearbeitungsmomente. Reibung stellt somit die maßgebliche Störgröße dar.

Zur Regelungstechnischen Modellierung des EMS wird von den physikalischen Grundgleichungen

$$J_M \ddot{\omega}_M = M_M - \frac{1}{i_G} M_S \quad (1)$$

$$J_L \ddot{\omega}_L = M_S - M_D \quad (2)$$

$$M_S = c_s \left(\frac{1}{i_G} \alpha_M - \alpha_L \right) + d_s \left(\frac{1}{i_G} \omega_M - \omega_L \right) \quad (3)$$

$$M_M = k_M i_M \quad (4)$$

ausgegangen. Für das EMS kann damit ein Zustandsgleichungssystem der Ordnung $n_{EMS} = 4$ in der Form

$$\dot{\mathbf{x}}_{EMS}(t) = \mathbf{A}_{EMS}\mathbf{x}_{EMS}(t) + \mathbf{B}_{EMS}\mathbf{u}_{EMS}(t) + \mathbf{B}_{D,EMS}\mathbf{d}_{EMS}(t) \quad (5)$$

mit

$$\mathbf{A}_{EMS} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{c_s}{i_G^2 J_M} & -\frac{d_s}{i_G^2 J_M} & \frac{c_s}{i_G J_M} & \frac{d_s}{i_G J_M} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{c_s}{i_G J_L} & \frac{d_s}{i_G J_L} & -\frac{c_s}{J_L} & -\frac{d_s}{J_L} \end{pmatrix} \quad (6a)$$

$$\mathbf{B}_{EMS} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{k_M}{J_M} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \quad (6b)$$

$$\mathbf{B}_{D,EMS} = (0 \ 0 \ 0 \ -\frac{1}{J_L})^T \quad (6c)$$

$$\mathbf{x}_{EMS}(t) = (\alpha_M(t) \ \omega_M(t) \ \alpha_L(t) \ \omega_L(t))^T \quad (6d)$$

$$\mathbf{u}_{EMS}(t) = i_M(t) \quad (6e)$$

$$\mathbf{d}_{EMS}(t) = M_D(t) \quad (6f)$$

angeschrieben werden. Mit α_L als Meßgröße lautet die Meßgleichung

$$\mathbf{y}_{EMS,m}(t) = \alpha_L(t) = \mathbf{M}_{EMS}\mathbf{x}_{EMS}(t) \quad (7)$$

mit $\mathbf{M}_{EMS} = (0 \ 0 \ 1 \ 0)$.

Die Übertragungsfunktion zwischen Motorstrom i_M und Lastdrehzahl ω_L lautet

$$G_{\omega_L, i_M}(s) = \frac{\omega_L(s)}{i_M(s)} = \frac{k_M}{i_G J_{\Sigma, M}} \frac{\frac{d_s}{c_s} s + 1}{s(\frac{J_L J_M}{c_s J_{\Sigma, M}} s^2 + \frac{d_s}{c_s} s + 1)}, \quad (8)$$

wobei $J_{\Sigma, M}$ das auf die Motorseite bezogene Gesamtträgheitsmoment des EMS bezeichnet und gemäß

$$J_{\Sigma, M} = J_M + \frac{1}{i_G^2} J_L \quad (9)$$

berechnet wird. Der Einfluß des lastseitigen Störmomentes M_D auf die Lastdrehzahl wird durch

$$G_{\omega_L, M_D}(s) = \frac{\omega_L(s)}{M_D(s)} = -\frac{1}{i_G^2 J_{\Sigma, M}} \frac{\frac{i_G^2 J_M}{c_s} s^2 + \frac{d_s}{c_s} s + 1}{s(\frac{J_L J_M}{c_s J_{\Sigma, M}} s^2 + \frac{d_s}{c_s} s + 1)} \quad (10)$$

beschrieben.

Die relevanten Parameterwerte des betrachteten realen Systems sind in Tab. 1 zusammengefasst. Die Kenngrößen c_s und d_s der Kupplungselastizität wurden dabei auf dem in [Lie99] beschriebenen experimentellen Weg ermittelt. Nichtlineare Effekte, wie etwa Reibung, lassen nur eine genäherte Bestimmung der Parameter zu. In der Folge wird angenommen, dass der reale Wert von c_s bzw. d_s in einem Toleranzbereich von $\pm 20\%$ um den im Streckenmodell angenommenen Wert $c_{s,NOM}$ bzw. $d_{s,NOM}$ (s. Tab. 1) liegt, d.h.

$$0.8c_{s,NOM} \leq c_s \leq 1.2c_{s,NOM} \quad (11a)$$

$$0.8d_{s,NOM} \leq d_s \leq 1.2d_{s,NOM} \quad (11b)$$

Tabelle 1: Kenngrößen des EMS

Parameter	Zahlenwert	Einheit
k_M	0.191	Nm/A
$i_{M,MAX}$	2.5	A
i_G	1	1 _E
J_M	$1.410 \cdot 10^{-4}$	kgm ²
J_L	$6.351 \cdot 10^{-3}$	kgm ²
$c_{s,NOM}$	1.8	Nm/rad
$d_{s,NOM}$	$2 \cdot 10^{-3}$	Nms/rad

gilt. Untersuchungen haben eine relativ große Reibung auf Lastseite mit deutlicher Positionsabhängigkeit feststellen lassen. Messungen haben dabei im Mittel ein Losbrechmoment von $M_{LB} = 0.081\text{Nm}$ und ein coulomb'sches Reibmoment von $M_C = 0.069\text{Nm}$ ergeben. Messungen auf Motorseite (bei abgetrennter Last) zeigten hingegen nur sehr geringe Reibungseinflüsse. Die Positionserfassung erfolgt mittels Inkrementaldrehgebern (Winkelencoder). Mit einer Strichzahl von 1000 ist damit bei Verwendung eines Quadraturzählers eine Auflösung von $r_p = 2\pi/4000 = 1.571 \cdot 10^{-3}\text{rad}$ zu erreichen.

3 IM-Drehzahlregelung

In den folgenden Betrachtungen wird vorausgesetzt, dass die Lastdrehzahl ω_L zu regeln ist, der Motorstrom i_M die Stellgröße darstellt und lediglich der Lastwinkel meßtechnisch erfaßt werden kann. Die Drehzahlregelstrecke (Modell) wird damit durch Gl. (8) beschrieben. Mit den Parameterwerten aus Tab. 1 lautet die Übertragungsfunktion $G(s)$ der Regelstrecke konkret

$$G(s) = \frac{Z(s)}{N(s)} = 29.42 \frac{1.111 \cdot 10^{-3}s + 1}{s(7.663 \cdot 10^{-5}s^2 + 1.111 \cdot 10^{-3}s + 1)} \quad (12)$$

Zur Drehzahlregelung selbst soll ein IMC eingesetzt werden.

3.1 Entwurf des IM-Drehzahlreglers

Ausgangspunkt für den Entwurf des IMC ist die in Abb. 2a dargestellte IMC-Regelkreisstruktur. Anzumerken ist dabei, dass die IM-Regelung auch in Form eines Standardregelkreises (s. Abb. 2b) realisiert werden kann, wenn der Feedback-Regler C_{STD} gemäß

$$C_{STD}(s) = \frac{C_{IMC}(s)}{1 - C_{IMC}(s)G(s)}. \quad (13)$$

gewählt wird. Für den Entwurf des IMC selbst, ist jedoch von Abb. 2a auszugehen. Darin stellt C_{IMC} den IM-Regler, G das - mit Modellierungsgenauigkeiten behaftete - Modell der Regelstrecke und G_P die reale Regelstrecke dar. d und n kennzeichnen Störgröße bzw. Meßrauschen. Das interne Modell (IM) G der Regelstrecke dient dazu, den Ausgang des (realen) Prozesses als Antwort auf die Stellgröße u vorherzusagen. Die vorhergesagte Ausgangsgröße wird dann mit der aktuellen gemessenen verglichen. Die Differenz,

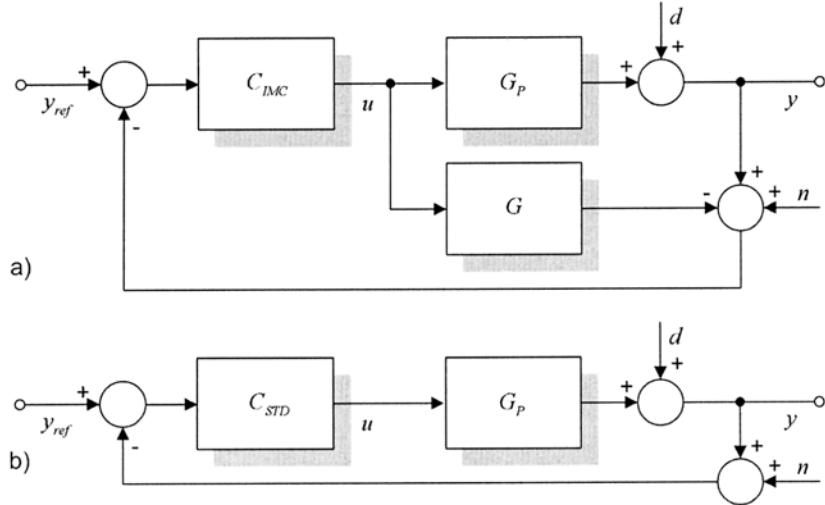


Abbildung 2: IM-Regelkreisstruktur a) und Standardregelkreis b)

verursacht durch Modellierungsungenauigkeiten und Störungen, wird dann an die Regelung zurückgeführt. Unter der idealen Voraussetzung eines perfekten Streckenmodells ($G(s) = G_P(s)$) und dass keine Störeinflüsse vorliegen, weist der Regelkreis Open-Loop-Verhalten auf. Für die Regelgröße gilt dann

$$y = C_{IMC}(s)G_P(s)y_{ref}. \quad (14)$$

Ideales Führungsverhalten ($y = y_{ref}$) ist mit

$$C_{IMC}(s) = G^{-1}(s) \quad (15)$$

zu erreichen. Neben einem perfekten Modell der Regelstrecke wäre die ideale Invertierung des Streckenmodells erforderlich. Die Realisierbarkeit von C_{IMC} setzt $\text{ord}\{Z(s)\} \geq \text{ord}\{N(s)\}$ voraus, was jedoch i.A. bei realen Prozessen, wie auch im vorliegenden Fall (s. Gl. (12)), nicht erfüllt wird. Nicht-minimalphasige Regelstrecken (instabile Nullstellen) können zudem, um die Stabilitätsbedingung nicht zu verletzen, nicht direkt invertiert werden.

Wie kann nun diese ideale Streckeninversion möglichst gut angenähert, um optimales Führungsverhalten unter Gewährleistung von Realisierbarkeit und Stabilität zu erzielen? In [MZ89] wird dazu ein im Sinne minimaler Fehlerquadrate optimaler Regler der Form

$$C_{IMC}(s) = \frac{Z_{IMC}(s)}{N_{IMC}(s)} = Q_1(s)Q_2(s)F_{FB}(s) = Q(s)F_{FB}(s) \quad (16)$$

vorgeschlagen. Dabei wird das Streckenmodell $G(s)$ in einen minimalphasigen (MP) ($G_-(s)$) und einen nicht-minimalphasigen (NMP) Teil ($G_+(s)$) in der Form

$$G(s) = G_-(s)G_+(s) \quad (17)$$

aufgespaltet und nur der minimalphasige Teil invertiert, womit man

$$Q_1(s) = G_-^{-1}(s) \quad (18)$$

erhält. $Q_2(s)$ wird dann aus dem nicht-invertierbaren Teil ($G_+(s)$) derart bestimmt, dass die H_2 -Norm des Regelfehlers minimal wird. Als $F_{FB}(s)$ ist anschließend ein geeignetes (stabiles) Tiefpaßfilter zu wählen, um die Realisierbarkeitsbedingung des IMC

$$\text{ord}\{Z_{IMC}(s)\} \leq \text{ord}\{N_{IMC}(s)\} \quad (19)$$

zu erfüllen. In [MZ89] wird ein $F_{FB}(s)$ der Form

$$F_{FB}(s) = \frac{Z_{FB}(s)}{N_{FB}(s)} = \frac{\beta_m s^m + \beta_{m-1} s^{m-1} + \dots + \beta_1 s + 1}{(\lambda_{FB}s + 1)^{n_{FB}}} \quad (20)$$

vorgeschlagen, wobei das Zählerpolynom $Z_{FB}(s)$ derart zu wählen ist, dass der geschlossene Regelkreis asymptotische Trackingeigenschaften eines Typ m -Systems¹ aufweist, d.h. die Parameter $\beta_1 \dots \beta_m$ Lösungen des Gleichungssystems

$$\lim_{s \rightarrow 0} \frac{d^k}{ds^k} \{1 - C_{IMC}(s)G(s)\} = 0, 0 \leq k < m \quad (21)$$

sind.

Bei der vorliegenden Regelstrecke Gl. (12) handelt es sich um ein minimalphasiges System. In diesem Fall kann vereinfacht $Q(s) = G^{-1}(s)$ gesetzt werden. Der IMC ergibt sich damit zu

$$C_{IMC}(s) = G^{-1}(s)F_{FB}(s). \quad (22)$$

Die Bedingung aus Gl. (21) lässt sich in die beiden vereinfachten Forderungen

$$F_{FB}(0) = 1 \quad \wedge \quad \lim_{s \rightarrow 0} \frac{d^k}{ds^k} F_{FB}(s) = 0, 1 \leq k < m \quad (23)$$

aufspalten. Die IM-Drehzahlregelung soll asymptotische Trackingeigenschaften eines Typ 2-Systems aufweisen (rampenförmige Sollwertvorgaben werden stationär ausgeregelt), was gemäß Gl. (23) mit einem IM-Filter der Form

$$F_{FB}(s) = \frac{n_{FB}\lambda_{FB}s + 1}{(\lambda_{FB}s + 1)^{n_{FB}}} \quad (24)$$

erzielen lässt. Der äquivalente Standardregler C_{STD} weist in diesem Fall einen Integralanteil auf. Die Filterordnung wird $n_{FB} = 3$ gewählt, um die Bedingung nach Gl. (19) gerade zu erfüllen ($\text{ord}\{Z_{IMC}(s)\} = \text{ord}\{N_{IMC}(s)\}$).

Mit Gl. (14) und Gl. (22) wird nun im idealen Fall das Führungsverhalten nur durch das IMC-Filter $F_{FB}(s)$ bestimmt, d.h. es gilt dann

$$y = F_{FB}(s)y_{ref}. \quad (25)$$

Die Bandbreite der Regelung wird damit ausschließlich durch den Parameter λ_{FB} festgelegt, wobei jetzt noch die Frage zu klären ist, wie nun die Zeitkonstante λ_{FB} zu wählen ist. Theoretisch könnte λ_{FB} beliebig klein und die Regelung damit beliebig schnell gewählt

¹Regelkreis mit m -fachen Integralanteil in der offenen Regelschleife.

werden. Stellbereich und Implementierbarkeit beschränken natürlich die Wahl. Noch viel einschränkender auf die Wahl von λ_{FB} wirkt sich aber die Forderung nach Robustheit der Regelung hinsichtlich Modellierungsungenauigkeiten aus.

Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass zwischen realer Strecke $G_P(s)$ und Streckenmodell (nominelle Strecke) $G(s)$ der Zusammenhang

$$G_P(s) = G(s)\{1 + \Delta G(s)\} \quad (26)$$

besteht, wobei

$$\Delta G(s) = \frac{G_P(s) - G(s)}{G(s)} \quad (27)$$

die (multiplikative) Unsicherheit im Streckenmodell darstellt ([Wei02]). Es wird angenommen, dass die Unsicherheit durch eine (kleinste) obere Schranke r_o gemäß

$$|\Delta G(j\omega)| \leq r_o(\omega) \quad \forall \omega \quad (28)$$

beschränkt wird und $G_P(s)$ damit als Element der Familie

$$\Pi = \left\{ G_P : \left| \frac{G_P(j\omega) - G(j\omega)}{G(j\omega)} \right| \leq r_o(\omega) \right\} \quad (29)$$

betrachtet werden kann.

Zu der in Gl. (11) angenommenen Parameterunsicherheit im Streckenmodell lässt sich computerunterstützt der in Abb. 3 dargestellte Verlauf von $r_o(\omega)$ ermitteln. Zur Beurteilung der Stabilität der in Abb. 2a dargestellten IM-Drehzahlregelung wird zunächst die charakteristische Gleichung des geschlossenen IM-Regelkreises

$$1 + \frac{C_{IMC}(s)}{1 - C_{IMC}(s)G(s)}G_P(s) = 0 \quad (30)$$

betrachtet. Mit Gl. (26) und Gl. (22) folgt nach Umformung

$$1 + F_{FB}(s)\Delta G(s) = 0. \quad (31)$$

Die Anwendung des Nullausschlußsatzes (*Zero Exclusion Theorem*, [Wei02]) führt zu

$$1 + F_{FB}(s)\Delta G(s)|_{s=j\omega} \neq 0 \quad \forall \omega. \quad (32)$$

Für Stabilität des Regelkreises bei Vorhandensein einer mit $r_o(\omega)$ nach oben hin beschränkten Unsicherheit im Steckenmodell entsprechend Gl. (27) erhält man schließlich die Bedingung

$$|F_{FB}(j\omega)| < \frac{1}{r_o(\omega)} \quad \forall \omega. \quad (33)$$

Aufgrund der Tatsache, dass in $F_{FB}(s)$ - und damit im gesamten Entwurf des IMC - λ_{FB} als einziger Designparameter auftritt, lässt sich obige Bedingung auf sehr einfache grafische Weise mit Hilfe des Bodediagramms überprüfen und dementsprechend ein geeigneter Wert

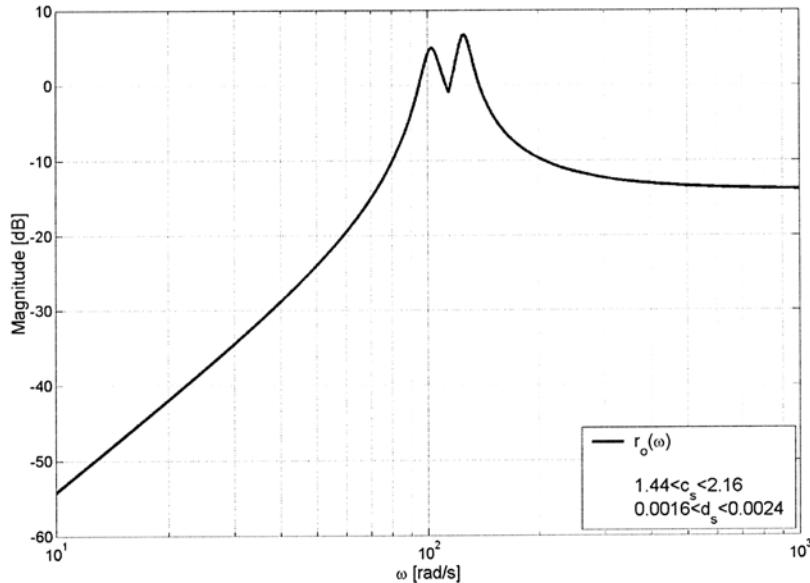


Abbildung 3: Obere Schranke der Modellunsicherheit

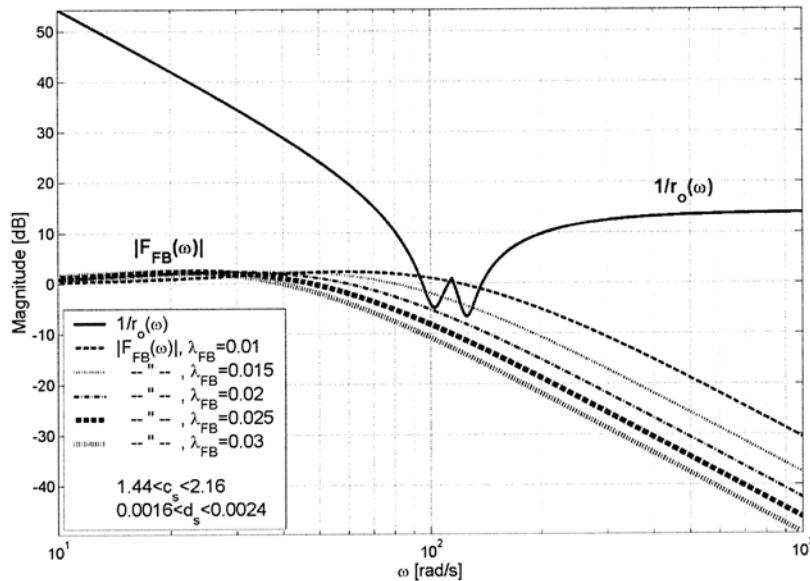


Abbildung 4: IMC-Filter-Entwurf: Robuste Stabilität

für λ_{FB} finden. In Abb. 4 ist dazu der Amplitudenfrequenzgang von $F_{FB}(j\omega)$ für verschiedene Werte von λ_{FB} aufgetragen. Um robuste Stabilität zu garantieren, hat $|F_{FB}(j\omega)|$ im gesamten Frequenzbereich unterhalb von $1/r_o(\omega)$ zu liegen. Wie aus Abb. 4 ersichtlich, wird diese Bedingung für $\lambda_{FB} = 0.02$ gerade erfüllt. Um nicht nur robuste Stabilität sicherzustellen, sondern auch zufriedenstellendes Regelverhalten bei Modellfehlern (robuste Performance) zu gewährleisten, ist λ_{FB} jedoch i.A. größer zu wählen. Ein geeignetes Kriterium für robuste Performance lässt sich mit Hilfe der H_∞ -Norm in der Form

$$\|\epsilon_P(j\omega)w(j\omega)\|_\infty = \sup_\omega |\epsilon_P(j\omega)w(j\omega)| < 1 \quad \forall G_P \in \Pi \quad (34)$$

anschreiben, worin ϵ_P die Sensitivitätsfunktion des um G_P geschlossenen Regelkreises und w eine grundsätzlich frei zu wählende spektrale Gewichtungsfunktion darstellt ([Wei02]). Nach [MZ89] erfüllt der geschlossene Regelkreis aus Abb. 2 das Kriterium Gl. (34) dann und nur dann, wenn der nominelle Regelkreis stabil und die zugehörige Sensitivitätsfunktion ϵ und die komplementäre Sensitivitätsfunktion η die Bedingung

$$|\eta(j\omega)r_o(\omega)| + |\epsilon(j\omega)w(j\omega)| < 1 \quad \forall \omega \quad (35)$$

erfüllen. Die komplementäre Sensitivitätsfunktion η des nominellen Regelkreises ist durch

$$\eta(s) = \frac{C_{STD}(s)G(s)}{1 + C_{STD}(s)G(s)} \quad (36)$$

gegeben und vereinfacht sich mit Gl. (13) und Gl. (22) zu

$$\eta(s) = F_{FB}(s). \quad (37)$$

Für die entsprechende Sensitivitätsfunktion ϵ ergibt sich damit

$$\epsilon(s) = 1 - \eta(s) = 1 - F_{FB}(s). \quad (38)$$

Als Bedingung für robuste Performance gemäß Gl. (34) ergibt sich damit vereinfacht

$$|F_{FB}(j\omega)|r_o(\omega) + |\{1 - F_{FB}(j\omega)\}w(j\omega)| < 1 \quad \forall \omega. \quad (39)$$

Wiederum eignet sich das Bodediagramm, um obige Bedingung zu überprüfen und das IMC-Filter hinsichtlich robuster Performance zu entwerfen. In Abb. 5 ist dazu obige Bedingung für eine frequenzunabhängige Gewichtung $w = 0.4$ und verschiedene Werte von λ_{FB} grafisch dargestellt. Wie ersichtlich wird mit einer Filterzeitkonstante $\lambda_{FB} = 0.03$ die geforderte robuste Performance erzielt. Ein größeres λ_{FB} würde den Regelkreis unnötig langsam machen. Das gewählte IM-Filter hat dann die Form

$$F_{FB}(s) = \frac{0.09s + 1}{(0.03s + 1)^3}. \quad (40)$$

und die Übertragungsfunktion des entworfenen IMC lautet damit konkret

$$C_{IMC}(s) = \frac{1}{29.42} \frac{s(7.663 \cdot 10^{-5}s^2 + 1.111 \cdot 10^{-3}s + 1)(0.09s + 1)}{(1.111 \cdot 10^{-3}s + 1)(0.03s + 1)^3}. \quad (41)$$

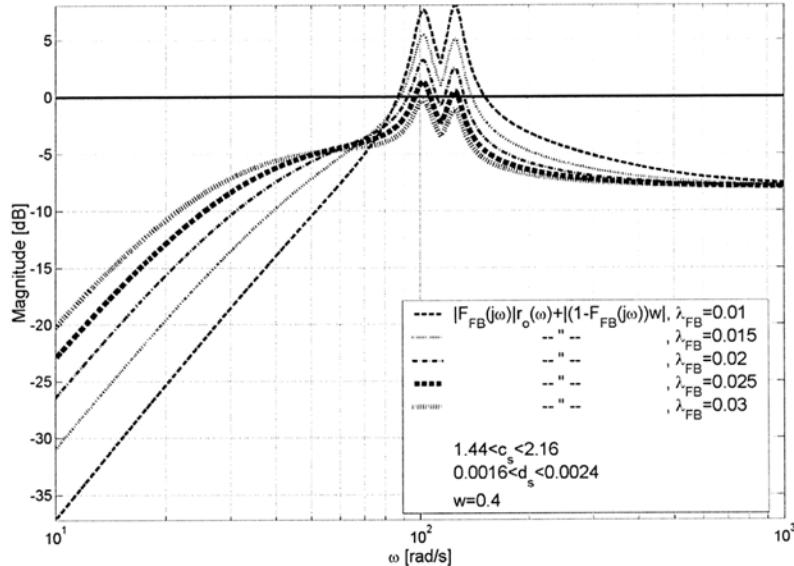


Abbildung 5: IMC-Filter-Entwurf: Robuste Performance

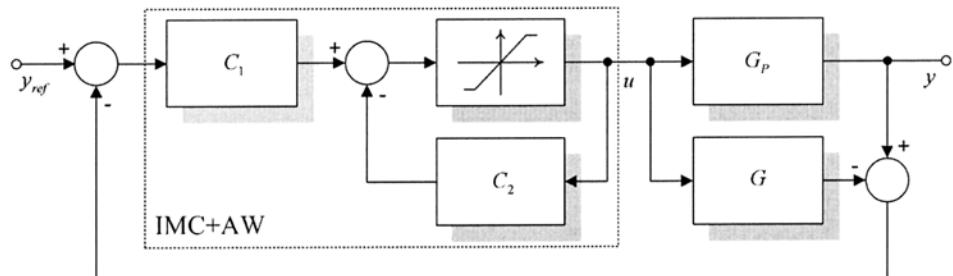


Abbildung 6: IM-Regelung mit AW-Maßnahme

Damit ist nun der Entwurf des IMC abgeschlossen.

Bei abrupten Sollwertänderungen kann die Stellgröße in die vorhandene Begrenzung ($i_{M,MAX} = 2.5A$) laufen. Um Instabilität bzw. eine signifikante Verschlechterung des Regelverhaltens aufgrund des Windup-Effekts ([AW90]) zu vermeiden, ist die Regelung mit einer geeigneten Anti-Windup-Maßnahme (AW) zu versehen. Für das vorliegende System wird die in [ZKM94] angeführte, sehr einfach zu realisierende AW eingesetzt. In Abb. 6 ist die implementierte IM-Regelung mit AW skizziert. C_1 und C_2 wurden dabei, basierend auf der Methode nach Hanus (*Hanus's conditioning technique*, [HKH87]), entsprechend

$$C_1 = C_{IMC}(\infty)C_2(s) = C_1 C_{IMC}^{-1}(s) - 1 \quad (42a)$$

gewählt.

Abb. 7 zeigt nun die aus einem Echtzeitversuch aufgenommene Sprungantwort ($\omega_{L,Ref} =$

2π) der IM-Drehzahlregelung ohne und mit der beschriebenen Anti-Windup-Maßnahme. Neben der Lastdrehzahl ist jeweils auch der Verlauf des Motorstromes dargestellt. Die IM-Drehzahlregelung weist mit der AW ein deutlich geringeres Überschwingen auf. Für Vergleichszwecke ist in Abb. 8 die Antwort einer klassischen PI-Regelung auf gleichen Sollwertsprung, gewonnen aus einer Simulation ohne Berücksichtigung von Reibmomenten, dargestellt. Der PI-Regler wurde dabei, wie bei Bewegungsregelungen üblich (vgl. [HS92]), auf einen Phasenrand von 60° entworfen. Der Vergleich zeigt, dass die Ausregelzeit bei der

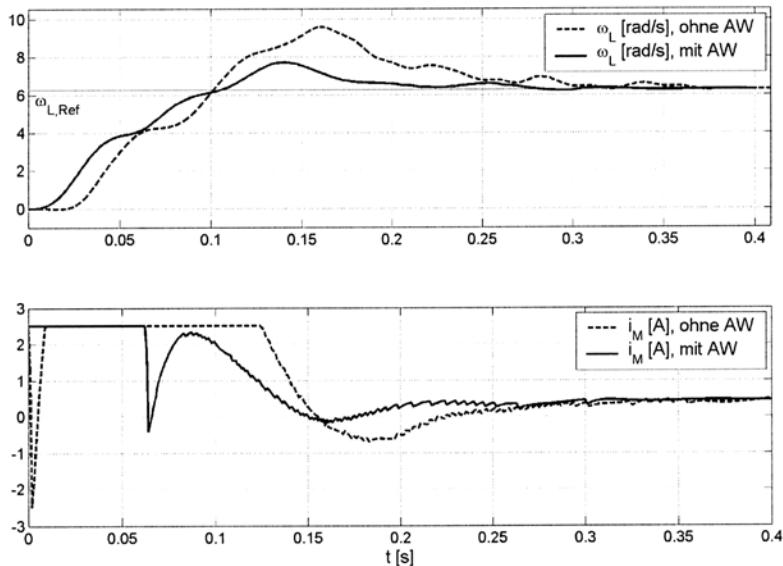


Abbildung 7: Führungsprungantwort der IM-Drehzahlregelung (ohne/mit AW)

IM-Drehzahlregelung etwa um den Faktor 10 kürzer ist als bei der klassischen PI-Regelung.

3.2 Robuste IM-Drehzahlregelung mit adaptiver Reibungskompensation

Wie zuvor erwähnt, kann lediglich der Lastwinkel gemessen werden. Zur Schätzung der für die Regelung erforderlichen Lastdrehzahl wird ein Kalman Filter eingesetzt. Zur Verbesserung des Folgeverhaltens wird die in Abschnitt 3.1 dargestellte Drehzahlregelung zudem um eine auf dem Kalman Filter basierende adaptive Reibungskompensation erweitert.

Mit einem Kalman Filter ([Kal60]) können allgemein für ein mit Meß- und Prozessrauschen behaftetes lineares dynamisches System optimale Schätzwerte (im Sinne minimaler Fehler(ko-)varianz) für dessen Zustandsgrößen gewonnen werden. Ausgangspunkt für den Entwurf eines Kalman Filters ist ein lineares stochastisches Zustandsraummodell des Prozesses in der Form

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}_{(t)}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{(t)}\mathbf{u}(t) + \mathbf{G}_{(t)}\mathbf{w}(t) \quad (43a)$$

$$\mathbf{y}_m(t) = \mathbf{C}_{(t)}\mathbf{x}(t) + \mathbf{v}(t), \quad (43b)$$

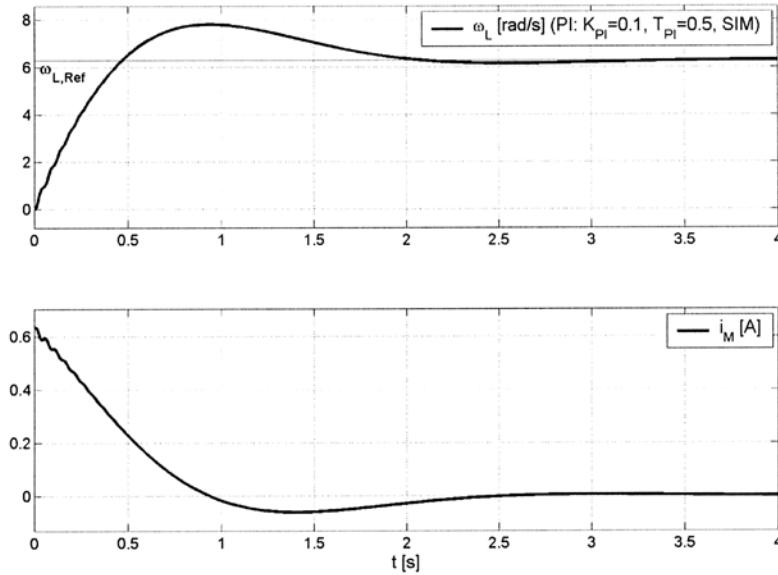


Abbildung 8: Führungssprungantwort der PI-Drehzahlregelung (Simulation)

wobei $\mathbf{x}(t)$ den Zustandsvektor, $\mathbf{u}(t)$ die deterministischen bekannten Eingangsgrößen, $\mathbf{y}_m(t)$ die messbaren Ausgangsgrößen, $\mathbf{w}(t)$ das Prozess- oder Systemrauschen und $\mathbf{v}(t)$ das Meßrauschen darstellt. $\mathbf{w}(t)$ und $\mathbf{v}(t)$ werden als mittelwertfreie, gaußverteilte weiße Rauschgrößen mit bekannter Kovarianzmatrix $\mathbf{Q}_{(t)}$ bzw. $\mathbf{R}_{(t)}$ vorausgesetzt. Die Zustandsschätzung erfolgt beim (zeitkontinuierlichen) Kalman Filter entsprechend den Filtergleichungen

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) = \mathbf{A}_{(t)}\hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{(t)}\mathbf{u}(t) + \mathbf{K}_{(t)}\{\mathbf{y}_m(t) - \mathbf{C}_{(t)}\hat{\mathbf{x}}(t)\} \quad (44a)$$

$$\mathbf{K}_{(t)} = \mathbf{P}_{(t)}\mathbf{C}_{(t)}^T\mathbf{R}_{(t)}^{-1} \quad (44b)$$

$$\dot{\mathbf{P}}_{(t)} = \mathbf{A}_{(t)}\mathbf{P}_{(t)} + \mathbf{P}_{(t)}\mathbf{A}_{(t)}^T - \mathbf{P}_{(t)}\mathbf{C}_{(t)}^T\mathbf{R}_{(t)}^{-1}\mathbf{C}_{(t)}\mathbf{P}_{(t)} + \mathbf{G}_{(t)}\mathbf{Q}_{(t)}\mathbf{G}_{(t)}^T. \quad (44c)$$

Darin bezeichnet $\hat{\mathbf{x}}(t)$ den geschätzten Zustandsvektor, $\mathbf{K}_{(t)}$ die Kalmanverstärkung und $\mathbf{P}_{(t)}$ die Fehlervarianzmatrix der Schätzung.

Zur Zustandsschätzung des EMS wird zunächst von der Zustandsgleichung Gl. (5) aus Abschnitt 2 ausgegangen. Die Störgröße M_D stellt darin jedoch eine grundsätzlich unbekannte Größe dar. Ohne Berücksichtigung der Störgröße im Zustandsmodell würde das Kalman Filter nur unbefriedigende Ergebnisse liefern. Wird nun die Störgröße M_D als Ausgang eines stochastischen Prozesses modelliert, so lässt sich die Störeinwirkung in der Zustandsschätzung näherungsweise berücksichtigen. Dazu wird das Zustandsmodell Gl. (5) um ein lineares stochastisches Störmodell (*random walk model*, [Gus01]) erster Ordnung ($n_D = 1$)

$$\dot{\mathbf{x}}_D(t) = \mathbf{A}_D\mathbf{x}_D(t) + \mathbf{G}_D w_D(t) \quad (45a)$$

$$\mathbf{y}_D(t) = M_D(t) = \mathbf{C}_D\mathbf{x}_D(t) \quad (45b)$$

mit $\mathbf{A}_D = 0$, $\mathbf{G}_D = 1$ und $\mathbf{C}_D = 1$, erweitert. Die Änderungsrate \dot{M}_D der Störgröße wird dabei als weißes (gaufverteiltes und mittelwertfreies) Rauschen $w_D(t)$ modelliert. Durch die explizite Berücksichtigung der Störgröße im Streckenmodell lassen sich Störungen rascher erfassen, als dies über Auswirkungen der Regelstrecke möglich wäre. Durch die derartige Erweiterung des Streckenmodells aus Gl. (5) erhält man ein stochastisches Zustandsraummodell gemäß Gl. (43), wobei sich die Zustandsraummatrizen zu

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{EMS} & \mathbf{B}_{D,EMS}\mathbf{C}_D \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{c_s}{i_G^2 J_M} & -\frac{d_s}{i_G^2 J_M} & \frac{c_s}{i_G J_M} & \frac{d_s}{i_G J_M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{c_s}{i_G J_L} & \frac{d_s}{i_G J_L} & -\frac{c_s}{J_L} & -\frac{d_s}{J_L} & -\frac{1}{J_L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (46a)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{B}_{EMS} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{k_M}{J_M} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, \quad (46b)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{G}_D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T, \quad (46c)$$

$$\mathbf{C} = (\mathbf{M}_{EMS} \ \mathbf{0}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (46d)$$

berechnen. Für den (erweiterten) Zustandsvektor \mathbf{x} , die Meßgröße \mathbf{y}_m , die Stellgröße \mathbf{u} und das Prozessrauschen \mathbf{w} gilt:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{pmatrix} \mathbf{x}_{EMS}(t) \\ M_D(t) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{y}_m(t) = \alpha_{L,m}(t), \quad \mathbf{u}(t) = i_M(t), \quad \mathbf{w}(t) = w_D(t). \quad (47a)$$

Das Kalman Filter schätzt damit neben den eigentlichen Zustandsgrößen der Strecke auch die einwirkende Störgröße und kann dementsprechend als Störgrößenbeobachter bezeichnet werden.

Bei den Kovarianzmatrizen

$$\mathbf{R} = r_{KF} \quad [rad^2], \quad \mathbf{Q} = q_{KF} \quad [(\frac{Nm}{s})^2] \quad (48)$$

handelt es sich im vorliegenden Fall um Skalare. Die Varianz r_{KF} des Meßrauschens wird der Varianz des Quantisierungsrauschen gleichgesetzt und aus der Auflösung r_p der Positionserfassung gemäß

$$r_{KF} = \frac{r_p^2}{12} \quad (49)$$

berechnet. Die Varianz q_{KF} des Prozeßrauschen ist i.A. nicht bekannt und wird im Folgenden als Designparameter des Kalman Filters betrachtet.

Die mit dem Kalman Filter erweiterte IM-Drehzahlregelung ist in Abb. 9 dargestellt. Anstelle der nicht direkt messbaren tatsächlichen Lastdrehzahl ω_L wird ihr Schätzwert $\hat{\omega}_L$ zur Regelung herangezogen. Mit dem geschätzten Stör- bzw. Reibmoment lässt sich zusätzlich eine Störgrößenkompensation realisieren. Wie in Abb. 9 dargestellt, wird dazu \hat{M}_D dem Eingang der Regelstrecke über ein geeignetes Kompensationsglied $G_{COMP}(s)$ aufgeschaltet (dynamische Störgrößenaufschaltung). $G_{COMP}(s)$ wurde dabei gemäß

$$G_{COMP}(s) = \frac{G_{\omega_L, M_D}(s)}{G_{\omega_L, i_M}(s)} \frac{1}{\lambda_{COMP}s + 1} = \frac{1}{i_G k_M} \frac{\frac{i_G^2 J_M}{c_s} s^2 + \frac{d_s}{c_s} s + 1}{(\frac{d_s}{c_s} s + 1)(\lambda_{COMP}s + 1)}, \quad (50)$$

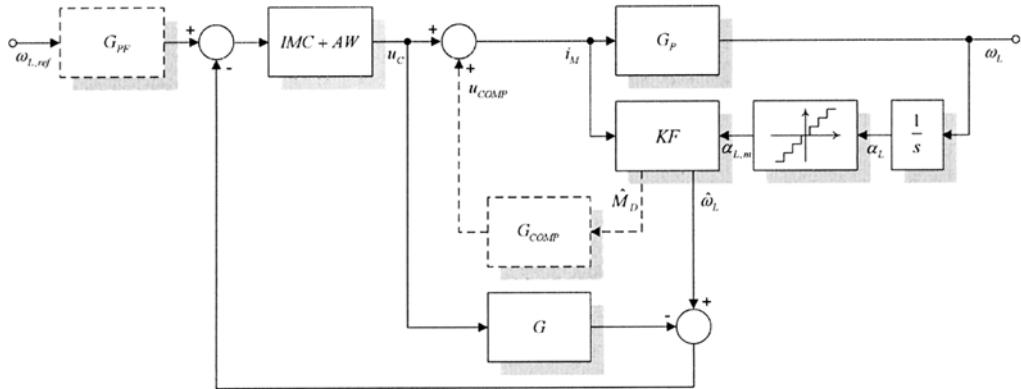


Abbildung 9: IM-Drehzahlregelung mit Kalman Filter zur Drehzahl- und Störgrößenschätzung

mit $\lambda_{COMP} = 0.003$, gewählt. Da bei der betrachteten Bewegungsregelung Reibung als dominierende Störgröße auftritt und kein Lastmoment einwirkt, kann die Störgrößenkompen-sation auch als Reibungskompensation bezeichnet werden.

Die Frage die sich nun stellt ist, wie ist die Varianz q_{KF} des Prozessrauschens geeignet zu wählen?

Das Prozessrauschen $\mathbf{w}(t)$ kann als fiktives Rauschen angesehen werden, um damit Unsicherheiten im Prozessmodell zu beschreiben [DS79]. Werden die Einträge in \mathbf{Q} groß gewählt, dann bedeutet dies für den Kalman Filter-Algorithmus grob gesagt, dass die Unsicherheiten im Prozessmodell groß sind und dementsprechend die aktuellen Messungen stärker in der Berechnung der aktuellen Schätzgrößen gewichtet werden. Dies resultiert in einer höheren Beobachterdynamik, verbunden jedoch mit einer stärkeren Verrauschung der Schätzgrößen. Bei kleinem \mathbf{Q} hingegen wird dem Modell mehr vertraut und weniger Gewicht auf die aktuellen Messungen gelegt. Eine geringere Beobachterdynamik und ein entsprechend glatterer Verlauf der Schätzsignale ist die Folge. In der Vielzahl relevanter Veröffentlichungen wird als intuitive Maßnahme vorgeschlagen, die (Ko-)Varianz \mathbf{Q} möglichst groß zu wählen, um einerseits hohe Beobachterdynamik (bei zulässiger Verstärkung des Meßrauschens) und andererseits gute Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten zu erzielen ([Hen97], [KS96]). Tatsächlich zeigen aber Untersuchungen, dass bei Einsatz einer Störgrößenkompensation Modellierungsgenauigkeiten zu Stabilitätsproblemen führen können. Im Speziellen hat sich in eigenen Untersuchungen gezeigt: Werden die Einträge in \mathbf{Q} zu groß gewählt, so führen Modellfehler zur Instabilität der Regelung. Im Folgenden wird nun ein grafisches Entwurfsverfahren vorgeschlagen, mit dem auf ähnlich einfache Weise wie in Abschnitt 3.1 das Kalman Filter hinsichtlich Robustheit gegenüber Modellunsicherheiten entworfen werden kann.

Handelt es sich, so wie im vorliegenden Fall, bei dem stochastischen Zustandsraummodell um ein zeitinvariantes System und kann angenommen werden, dass $\mathbf{w}(t)$ und $\mathbf{v}(t)$ stationäre Rauschprozesse sind, lässt sich \mathbf{P} und damit die Kalmanverstärkung \mathbf{K} offline berechnen und es kann ein stationäres Kalman Filter implementiert werden ([BS75]). Die Zustandsschätzung mittels Kalman Filter lässt sich dann ganz allgemein durch Über-

tragungsmatrizen in der Form

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{G}_{\hat{x},u}(s)\mathbf{u} + \mathbf{G}_{\hat{x},y_m}(s)\mathbf{y}_m \quad (51)$$

darstellen, wobei sich $\mathbf{G}_{\hat{x},u}$ und $\mathbf{G}_{\hat{x},y_m}$ gemäß

$$\mathbf{G}_{\hat{x},u}(s) = \left(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{K}\mathbf{C} \right)^{-1} \mathbf{B} \quad (52a)$$

$$\mathbf{G}_{\hat{x},y_m}(s) = \left(s\mathbf{I} - \mathbf{A} + \mathbf{K}\mathbf{C} \right)^{-1} \mathbf{K} \quad (52b)$$

berechnen. Entsprechend Gl. (51) kann damit der Zusammenhang zwischen den beiden Eingangsgrößen u und y_m und der geschätzten Ausgangsgröße $\hat{\omega}_L$ bzw. der Störgröße \hat{M}_D durch die Übertragungsfunktionen

$$G_{\hat{\omega}_L,u}(s) = (0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0) \mathbf{G}_{\hat{x},u}(s), \quad (53a)$$

$$G_{\hat{\omega}_L,y_m}(s) = (0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0) \mathbf{G}_{\hat{x},y_m}(s) \quad (53b)$$

bzw.

$$G_{\hat{M}_D,u}(s) = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1) \mathbf{G}_{\hat{x},u}(s), \quad (54a)$$

$$G_{\hat{M}_D,y_m}(s) = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1) \mathbf{G}_{\hat{x},y_m}(s) \quad (54b)$$

dargestellt werden. Das in Abb. 9 dargestellte Prinzip der eingesetzten IM-Drehzahlregelung mit Kalman Filterung und Reibungskompensation lässt sich damit im linearen Fall (Ver- nachlässigung der Stellgrößenbegrenzung und Modellierung der Positionsquantisierung durch weißes Rauschen) durch Übertragungsfunktionen gemäß Abb. 10 darstellen. Für Untersu-

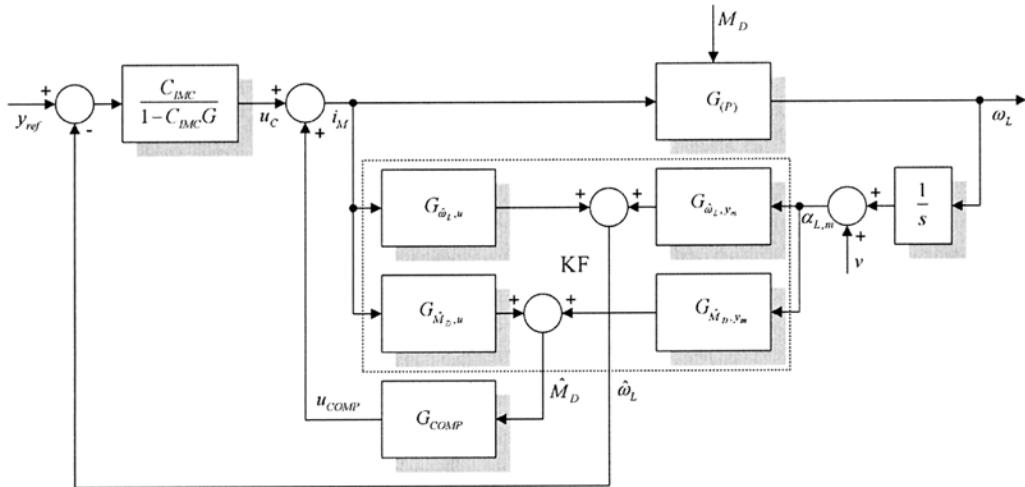


Abbildung 10: IM-Drehzahlregelung mit KF als Ausgangs- und Störgrößenbeobachter

chungen hinsichtlich robuster Stabilität der Regelung wird nun in einem weiteren Schritt Abb. 10 in die Regelkreisstruktur nach Abb. 11 umgeformt. Die Störgröße M_D und das Meßrauschen v werden als externe Signale betrachtet und können für Stabilitätsuntersuchungen

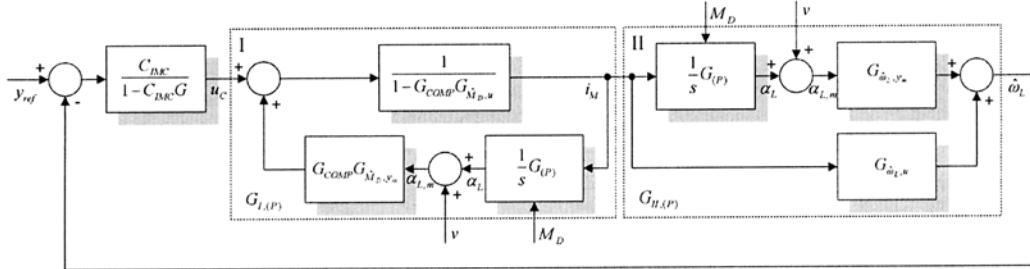


Abbildung 11: Umformung der IM-Drehzahlregelung mit Kalman Filter für Robustheitsbetrachtungen

außer Acht gelassen werden.

Gemäß Abb. 11 kann die IM-Drehzahlregelung mit Reibungskompensation als zweischleifiger Regelkreis angesehen werden. Der Reibungskompensation, als unterlagerter Regelkreis, ist die IM-Drehzahlregelung übergeordnet. Im ersten Schritt wird nun die Stabilität des unterlagerten Regelkreises (Reibungskompensation, System I) untersucht.

Der Regelkreis der Reibungskompensation lässt sich durch die Übertragungsfunktion

$$G_{I,(P)}(s) = \frac{G_{u,I}(s)}{1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G_{(P)}(s)}, \quad (55)$$

mit

$$G_{u,I}(s) = \frac{1}{1 - G_{COMP}(s)G_{\hat{M}_D,u}(s)}, \quad G_{y,I}(s) = G_{COMP}(s)G_{\hat{M}_D,y_m}(s), \quad (56)$$

beschreiben. Der Zusammenhang zwischen Modellannahme $G_I(s)$ und realem System $G_{I,P}(s)$ lässt sich wieder mit Hilfe einer multiplikativen Unsicherheit $\Delta G_I(s)$ in der Form

$$G_{I,P}(s) = G_I(s)\{1 + \Delta G_I(s)\} \quad (57)$$

herstellen. Im nominellen Fall ($G_P(s) = G(s)$) gilt

$$G_I(s) = \frac{G_{u,I}(s)}{1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)} = 1. \quad (58)$$

Mit Gl. (55), Gl. (57) und Gl. (58) erhält man nach Umformung man mit

$$\eta_I(s) = \frac{G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)}{1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)} = G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s) \quad (59)$$

für die multiplikative Unsicherheit $\Delta G_I(s)$ die Beziehung

$$\Delta G_I(s) = \frac{\eta_I(s)\Delta G(s)}{1 - \eta_I(s)\Delta G(s)}. \quad (60)$$

Mit $r_o(\omega)$ aus Gl. (28) lässt sich für $|\Delta G_I|$

$$|\Delta G_I| \leq \frac{|\eta_I|r_o(\omega)}{1 - |\eta_I|r_o(\omega)} = r_I(\omega) \quad \forall \omega \quad (61)$$

und für $|1 + \Delta G_I|$

$$|1 + \Delta G_I| \leq \frac{1}{1 - |\eta_I| r_o(\omega)} = 1 + r_I(\omega) \quad \forall \omega \quad (62)$$

als obere Schranke angeben.

Zur Beurteilung der (robusten) Stabilität wird nun wieder von der charakteristischen Gleichung ausgegangen. Für den Regelkreis der Störgrößenkompensation lautet sie

$$1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G_P(s) = 0. \quad (63)$$

Nach Einsetzen von Gl. (26) und Umformung erhält man daraus

$$\left[1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)\right] \left[1 - \frac{G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)\Delta G(s)}{1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)}\right] = 0. \quad (64)$$

Die Anwendung des Nullausschlußsatzes führt zu den beiden Bedingungen

$$\left[1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)\right]_{s=j\omega} \neq 0 \quad \forall \omega \quad (65a)$$

$$\left[1 - \frac{G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)\Delta G(s)}{1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)}\right]_{s=j\omega} \neq 0 \quad \forall \omega. \quad (65b)$$

Die erste Bedingung wird stets erfüllt, da das nominelle System als stabil vorausgesetzt werden kann. Die zweite Bedingung lässt sich in die (realisierbare) Bedingung

$$\left| \frac{G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)}{1 - G_{u,I}(s)G_{y,I}(s)\frac{1}{s}G(s)} \Delta G(s) \right|_{s=j\omega} < 1 \quad \forall \omega \quad (66)$$

überführen. Mit Gl. (28) und Gl. (59) erhält man daraus schließlich die Bedingung

$$|\eta_I(j\omega)| < \frac{1}{r_o(\omega)} \quad \forall \omega \quad (67)$$

für robuste Stabilität der KF-basierten Reibungskompensation. D.h. wird Gl. (67) erfüllt, so ist die mit dem Kalman Filter realisierte Störgrößenkompensation (auch) bei Vorhandensein einer mit $r_o(\omega)$ nach oben hin begrenzten Unsicherheit im Streckenmodell $G(s)$ stabil. Die Varianz q_{KF} des Prozessrauschens tritt als einziger Designparameter des Kalman Filter in Erscheinung. Damit lässt sich nun Gl. (67) wiederum auf sehr einfache grafische Weise mit Hilfe des Bodediagramms überprüfen und dementsprechend ein geeigneter Wert für q_{KF} finden. In Abb. 12 wurde dazu der Amplitudenfrequenzgang von $\eta_I(j\omega)$ für verschiedene Werte von q_{KF} aufgetragen. Um robuste Stabilität der Störgrößenaufschaltung sicherzustellen, hat $|\eta_I(j\omega)|$ im gesamten Frequenzbereich unterhalb von $1/r_o(\omega)$ zu liegen. Aus Abb. 12 ist ersichtlich, dass mit $q_{KF} = 5$ diese Bedingung gerade erfüllt wird. Größere Werte würden die Stabilitätsbedingung verletzen.

Im Folgenden ist nun zu klären, welche Forderungen erfüllt werden müssen, damit robuste Stabilität des Gesamtsystems (IM-Drehzahlregelung mit Reibungskompensation)

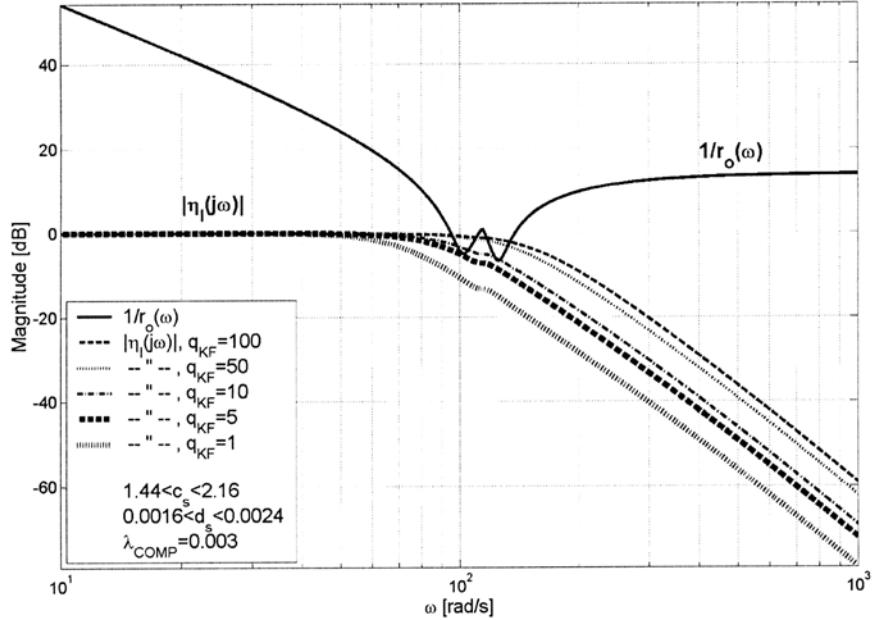


Abbildung 12: KF-basierte Reibungskompensation: Robuste Stabilität

gewährleistet ist.

Entsprechend Abb. 11 lässt sich das System II (Drehzahlregelstrecke und Ausgangsbeobachter) durch

$$G_{II,(P)}(s) = G_{y,II}(s) \frac{1}{s} G_{(P)}(s) + G_{u,II}(s) \quad (68)$$

mit

$$G_{u,II}(s) = G_{\dot{\omega}_L,u}(s), \quad G_{y,II}(s) = G_{\dot{\omega}_L,y_m}(s) \quad (69)$$

beschreiben. Der Zusammenhang zwischen der mit einer multiplikativen Unsicherheit $\Delta G_{II}(s)$ behafteten Modellannahme $G_{II}(s)$ und dem realen System $G_{II,P}(s)$ lässt sich in der Form

$$G_{II,P}(s) = G_{II}(s) \{1 + \Delta G_{II}(s)\} \quad (70)$$

darstellen. Im nominellen Fall ($G_P(s) = G(s)$) gilt

$$G_{II}(s) = G_{y,II}(s) \frac{1}{s} G(s) + G_{u,II}(s) = G(s). \quad (71)$$

Mit Gl. (68), Gl. (70) und Gl. (71) erhält man

$$G_{II}(1 + \Delta G_{II}) = G_{y,II} \frac{1}{s} G + G_{u,II} + G_{y,II} \frac{1}{s} G \Delta G, \quad (72)$$

woraus sich nach Umformung die Beziehung

$$\Delta G_{II}(s) = \frac{1}{s} G_{y,II}(s) \Delta G(s) \quad (73)$$

für den multiplikativen Modellfehler $\Delta G_{II}(s)$ finden lässt. Mit $r_o(\omega)$ aus Gl. (28) kann für $|\Delta G_{II}|$ eine obere Schranke gemäß

$$|\Delta G_{II}| \leq \left| \frac{1}{j\omega} G_{y,II} \right| r_o(\omega) = r_{II}(\omega) \quad \forall \omega \quad (74)$$

angegeben werden.

Für den Drehzahlregler $C_{IMC}/(1 - C_{IMC}G)$ tritt, ausgehend von Abb. 11, die Serien- schaltung

$$G_{Ges,(P)}(s) = G_{I,(P)}(s)G_{II,(P)}(s) \quad (75)$$

als Regelstrecke in Erscheinung. Zwischen modelliertem System $G_{Ges}(s)$ und realem System $G_{Ges,P}(s)$ bestehe wiederum der Zusammenhang

$$G_{Ges,P}(s) = G_{Ges}(s)\{1 + \Delta G_{Ges}(s)\}. \quad (76)$$

Für das nominelle System gilt

$$G_{Ges}(s) = G_I(s)G_{II}(s) = G(s). \quad (77)$$

Mit

$$G_{Ges}(1 + \Delta G_{Ges}) = G_I(1 + \Delta G_I)G_{II}(1 + \Delta G_{II}) \quad (78)$$

folgt dann für die resultierende multiplikative Modellunsicherheit $\Delta G_{Ges}(s)$

$$\Delta G_{Ges}(s) = \Delta G_{II}(s)\left(1 + \Delta G_I(s)\right) + \Delta G_I(s). \quad (79)$$

Um die robuste Stabilität des Gesamtsystems (IM-Drehzahlregelung mit KF-basierter Störgrößenkompensation) zu beurteilen wird von der charakteristischen Gleichung

$$1 + \frac{C_{IMC}(s)G_{Ges,P}(s)}{1 - C_{IMC}(s)G(s)} = 0 \quad (80)$$

ausgegangen, die sich nach Umformung mit Gl. (22), Gl. (76) und Gl. (77) zu

$$F_{FB}(s)\Delta G_{Ges}(s) = 0 \quad (81)$$

vereinfacht. Die Anwendung des Nullausschlußsatzes führt zu

$$F_{FB}(s)\Delta G_{Ges}(s)|_{s=j\omega} \neq 0 \quad \forall \omega \quad (82)$$

und schließlich zur Bedingung

$$|F_{FB}(j\omega)| < \frac{1}{|\Delta G_{Ges}(j\omega)|} \quad \forall \omega \quad (83)$$

für robuste Stabilität der IM-Drehzahlregelung mit KF-basierter Ausgangsschätzung und Reibungskompensation. Mit Gl. (61), Gl. (62), Gl. (74) und Gl. (79) lässt sich Gl. (83) in die Bedingung

$$|F_{FB}(j\omega)| < \frac{1}{r_{Ges}(\omega)} \quad \forall \omega \quad (84)$$

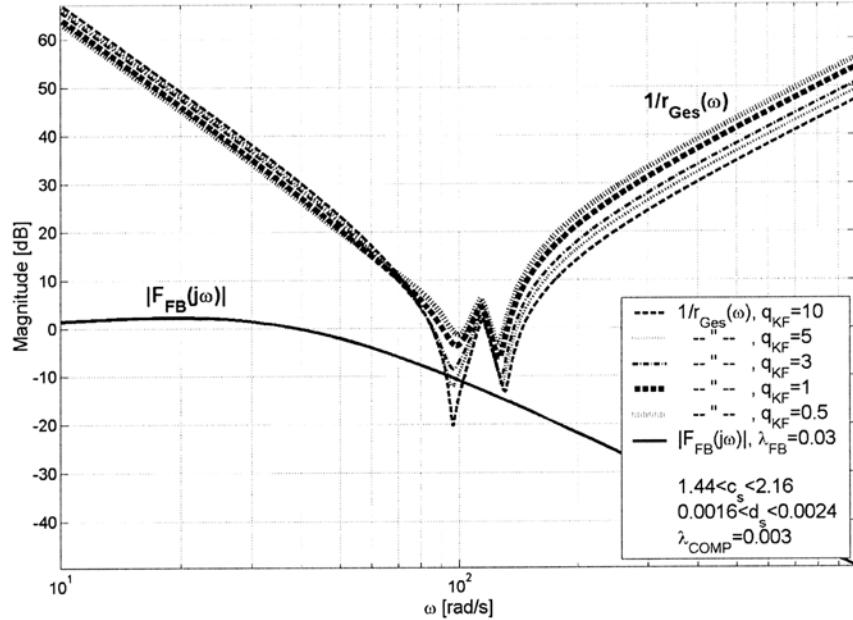


Abbildung 13: IM-Drehzahlregelung mit KF-basierter Ausgangsschätzung und Reibungskompensation: Robuste Stabilität

überführen, wobei $r_{Ges}(\omega)$ gemäß

$$r_{Ges}(\omega) = r_{II}(\omega)(1 + r_I(\omega)) + r_I(\omega) \quad (85)$$

zu bestimmen ist. D.h., ist das Modell G der realen Drehzahlregelstrecke G_P mit einem mit r_o gemäß Gl. (28) nach oben hin beschränkten multiplikativen Modellfehler ΔG behaftet, so ist die Stabilität der IM-Drehzahlregelung mit KF-basierter Ausgangsschätzung und Reibungskompensation für alle $G_P \in \Pi$ sichergestellt, wenn die Bedingung Gl. (84) erfüllt wird.

Mit dem gewählten IM-Filter aus Gl. (40) und der Bedingung Gl. (84) lässt sich nun eine geeignete Einstellung des Kalman Filters auf grafischen Wegen finden. Im Bodediagramm wird dazu einerseits der Betragsfrequenzgang von F_{FB} und andererseits $1/r_{Ges}(\omega)$ für verschiedene q_{KF} aufgetragen (s. Abb. 13). Für (robuste) Stabilität muß $|F_{FB}(j\omega)|$ im gesamten Frequenzbereich unterhalb von $1/r_{Ges}(\omega)$ liegen. Wie aus Abb. 13 zu erkennen, ist für $q_{KF} = 3$ die Stabilität der IM-Drehzahlregelung sichergestellt. Um darüberhinaus aber auch robuste Performance (s. Gl. (34)) zu gewährleisten, wird wiederum von Gl. (35) ausgegangen. Die komplementäre Sensitivitätsfunktion lautet für den nominellen Fall

$$\eta(s) = \frac{C_{STD}(s)G_{Ges}(s)}{1 + C_{STD}(s)G_{Ges}(s)} = \frac{C_{STD}(s)G(s)}{1 + C_{STD}(s)G(s)} = F_{FB}(s). \quad (86)$$

Mit

$$|\Delta G_{Ges}(j\omega)| \leq r_{Ges}(\omega) \quad \forall \omega \quad (87)$$

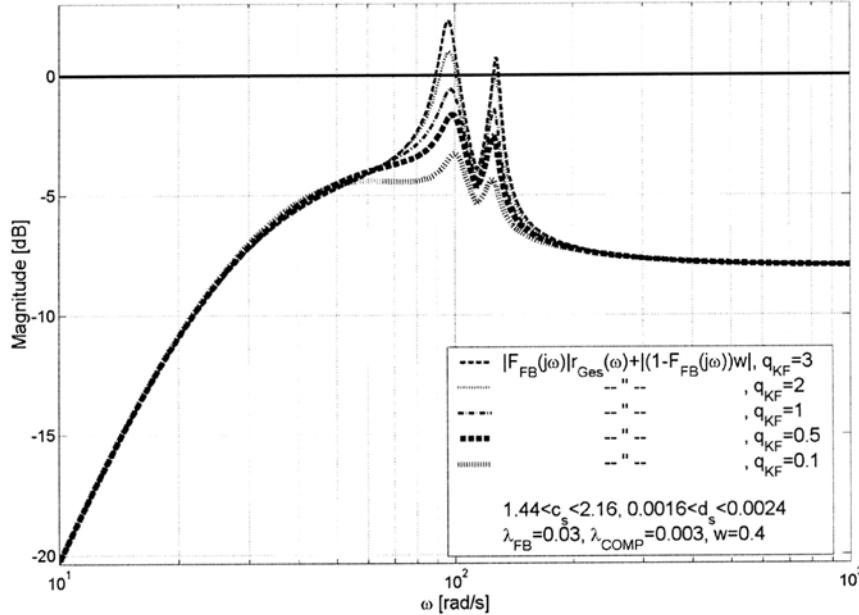


Abbildung 14: IM-Drehzahlregelung mit KF-basierter Ausgangsschätzung und Reibungskompensation: Robuste Performance

lässt sich nun entsprechend Gl. (35)

$$|F_{FB}(j\omega)|r_{Ges}(\omega) + |\{1 - F_{FB}(j\omega)\}w(j\omega)| < 1 \quad \forall \omega. \quad (88)$$

als Bedingung für robuste Performance der IM-Drehzahlregelung mit Kalman Filterung anschreiben. Die grafische Auswertung in Abb. 14 mit konstanter Gewichtungsfunktion $w = 0.4$ zeigt, dass mit $q_{KF} = 3$ zwar Stabilität garantiert, die Forderung hinsichtlich robuster Performance aber nicht erfüllt wird. In der Folge wird das Kalman Filter mit $q_{KF} = 1$ implementiert. Ein kleinerer Wert würde die Beobachterdynamik unnötig verlangsamen. Der Entwurf des Kalman Filters ist damit abgeschlossen.

Wie in Abb. 9 skizziert, wird dem IM-Drehzahlregelkreis zusätzlich ein Sollwertvorfilter G_{PF} vorgeschaltet. Die Bandbreite des IM-Regelkreises ist mit λ_{FB} festgelegt und durch Forderungen hinsichtlich Robustheit beschränkt. Mit einem geeigneten, stabilen Sollwertvorfilter kann das Führungsverhalten der Regelung ohne Einfluß auf die Stabilität des Regelkreises verbessert werden. Mit dem Sollwertvorfilter gilt im nominellen Fall, ohne Berücksichtigung von Störeinflüssen, für die Regelgröße

$$y = F_{FB}(s)G_{PF}(s)y_{ref} \quad (89)$$

Ideales Führungsverhalten wäre durch ein Vorfilter $G_{PF}(s) = F_{FB}^{-1}(s)$ zu erzielen, ist jedoch nicht realisierbar ($\text{ord}\{Z_{FB}\} < \text{ord}\{N_{FB}\}$). Die Realisierbarkeit erfordert wiederum die Erweiterung mit einem geeigneten Tiefpaßfilter in der Form

$$G_{PF}(s) = F_{FB}^{-1}(s)F_{FF}(s). \quad (90)$$

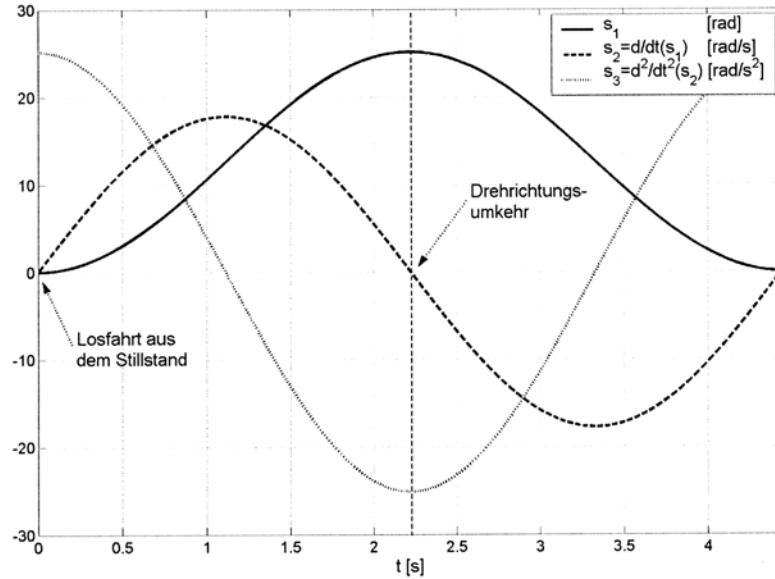


Abbildung 15: Sollwertverlauf für Folgeregelung

Als $F_{FF}(s)$ wird ein Tiefpaßfilter

$$F_{FF}(s) = \frac{n_{FF}\lambda_{FF}s + 1}{(\lambda_{FF}s + 1)^{n_{FF}}} \quad (91)$$

gleicher Struktur wie in Gl. (24) mit $n_{FF} = 3$ und $\lambda_{FF} = \lambda_{FB}/10 = 0.003$ gewählt.

Zur experimentellen Untersuchungen des Folgeverhaltens wird der in Abb. 15 dargestellte Verlauf s_2 als Sollwerttrajektorie für die IM-Drehzahlregelung herangezogen. s_2 beschreibt dabei eine mit s_3 aus dem Stillstand cosinusförmig beschleunigte Bewegung mit Drehrichtungsumkehr. Abb. 16 zeigt den Verlauf der Regelabweichung bei IM-Drehzahlregelung ohne und mit Einsatz der KF-basierten Reibungskompensation, wobei zusätzlich Effektivwert (e_{RMS}) und Spitze-Spitze-Wert (e_{PP}) des Folgefehlers $e = \omega_{L,ref} - \omega_L$ eingetragen sind. Der zugehörige Motorstromverlauf ist in Abb. 17 dargestellt. Vor allem beim Losfahren aus dem Stillstand und bei Drehrichtungsumkehr, wo das Reibmoment annähernd sprungförmig sein Vorzeichen ändert, tragen Reibungseffekte maßgeblich zur Verschlechterung des Folgeverhaltens bei. Durch die implementierte Reibungskompensation wird der bei Drehrichtungsumkehr auftretende Maximalwert der Regelabweichung um etwa 25% reduziert. Der Effektivwert der Regelabweichung wird um ca. 35% verringert. Nochdeutlicher kommt die Wirksamkeit der eingesetzten Reibungskompensation bei einer Positionsregelung zum Vorschein, wie im nachfolgenden Abschnitt gezeigt wird.

4 Positionsregelung

Im Folgenden wird ausgehend von der vorgestellten IM-Drehzahlregelung eine Positionsregelung der Lastseite des EMS in Kaskadensstruktur realisiert. Dabei wird dem Drehzahlre-

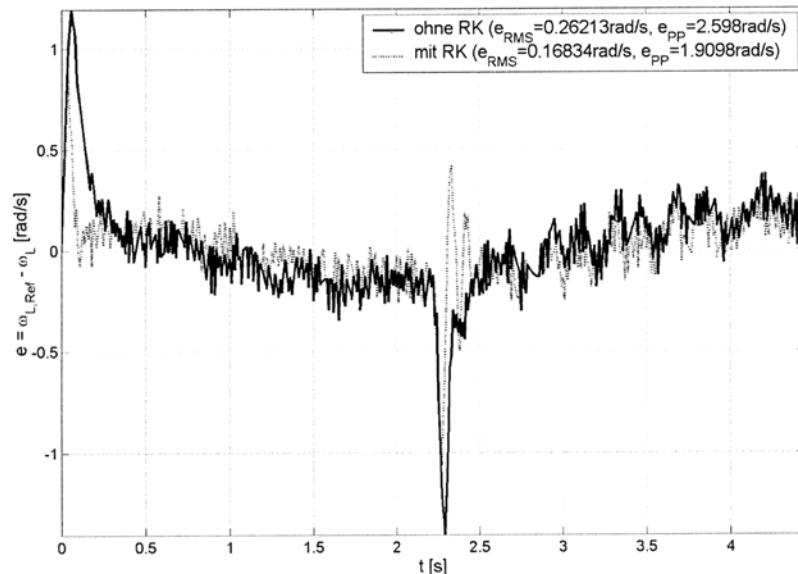


Abbildung 16: Folgefehler bei IM-Drehzahlregelung (ohne/mit Reibungskompensation)

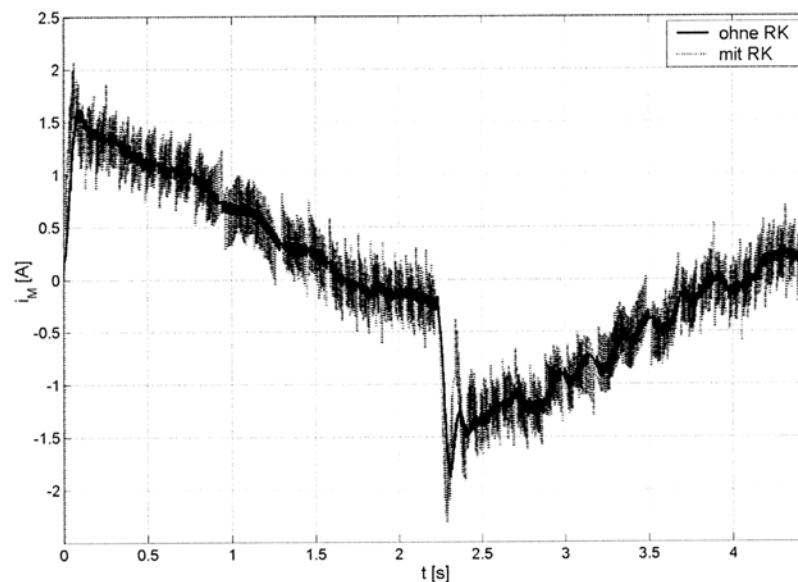


Abbildung 17: Motorstromverlauf bei IM-Drehzahlregelung (ohne/mit Reibungskompensation)

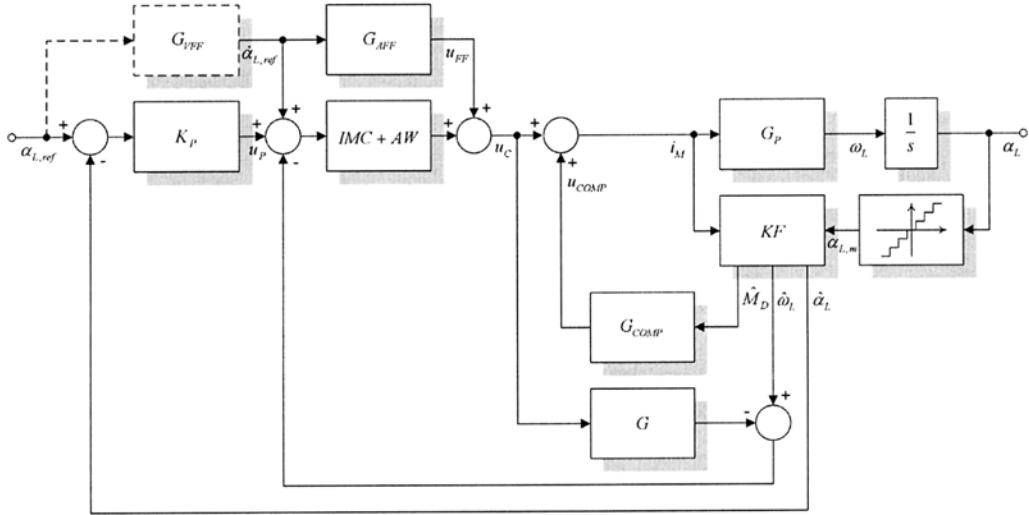


Abbildung 18: Grundstruktur der Kaskadenpositionsregelung mit IM-Drehzahlregler und Störgrößenkompensation

gelkreis ein Positionsregelkreis derart übergeordnet, dass das Ausgangssignal u_P des Positionsreglers die Sollgröße für den Drehzahlregelkreis darstellt. Als Positionsregler kommt ein einfacher P-Regler zum Einsatz. Die Struktur der implementierten Kaskadenpositionsregelung ist in Abb. 18 skizziert. Anstelle von $\alpha_{L,m}$ wird an den Positionsregler K_P der vom Kalman Filter geschätzte Lastwinkel $\hat{\alpha}_L$ zurückgeführt.

In Abschnitt 3.2 wurde zur Verbesserung des Folgeverhaltens der Drehzahlregelung ein Sollwertvorfilter eingesetzt. Gemäß Gl. (90) wird das Sollwertvorfilter durch Invertierung des Tiefpaßfilters F_{FB} gewonnen und weist differenzierenden Charakter auf. In der Kaskadenregelung würden die von $\hat{\alpha}_L$ herrührenden höherfrequenten Rauschanteile im Sollwertsignal u_P beim Durchgang durch G_{PF} , abhängig von der Wahl von F_{FF} verstärkt. Das im Abschnitt 3.2 entworfene Sollwertvorfilter würde zu einem unzulässigen Motorstromrippel führen und erweist sich somit in der Kaskadenpositionsregelung als ungeeignet. Eine Reduzierung der Bandbreite von $F_{FF}(s)$ (größeres λ_{FF}) könnte dabei Abhilfe schaffen. In der Folge wird jedoch anstelle des Sollwertvorfilters das Konzept der Sollwertvorsteuerung (Sollwertaufschaltung) zur Verbesserung des Folgeverhaltens herangezogen. Für ideales Führungsverhalten im nominellen Fall ($G = G_P$) und einem C_{IMC} entsprechend Gl. (22) müßte das Vorsteuerelement G_{AFF} gleich $(1 - F_{FB})G^{-1}$ gewählt werden. Die Realisierbarkeit von G_{AFF} erfordert jedoch wiederum die Erweiterung gemäß

$$G_{AFF}(s) = \left(1 - F_{FB}(s)\right)G^{-1}(s)F_{AFF}(s) \quad (92)$$

mit einem geeigneten Tiefpaßfilter F_{AFF} , womit auch im nominellen Fall, ideales Führungsverhalten nur angenähert werden kann. G_{AFF} weist nun ebenfalls differenzierendes Verhalten auf. Wird jedoch als Eingangssignal von G_{AFF} nicht der tatsächliche - im Falle der Kaskadenregelung verrauschte - Sollwert, sondern die von der Sollposition abgeleitete Sollgeschwindigkeit $\dot{\alpha}_{L,ref}$ verwendet, so läßt sich für die Drehzahlregelung eine wirkungsvolle Beschleunigungsvorsteuerung realisieren, ohne den Nachteil, dass durch die Vorsteuerung

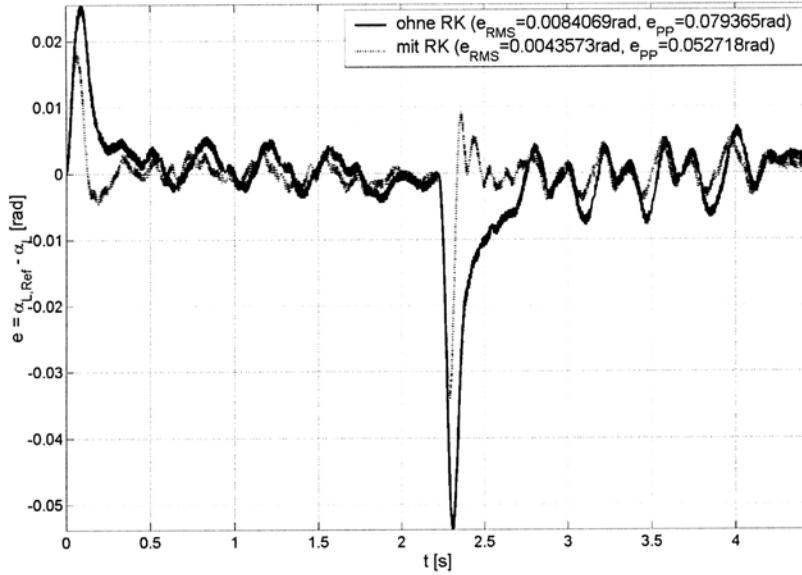


Abbildung 19: Folgefehler der Kaskadenpositionsregelung mit IM-Drehzahlregler (ohne/mit Reibungskompensation)

ein zusätzlicher Rauschanteil in die Stellgröße eingebracht wird. Als F_{AFF} wird ein Tiefpaßfilter der Form

$$F_{AFF}(s) = \frac{1}{(\lambda_{AFF}s + 1)^{n_{AFF}}} \quad (93)$$

mit $n_{AFF} = 2$ und $\lambda_{AFF} = 0.003$ gewählt. Durch die Aufschaltung von $\dot{\alpha}_{L,ref}$ am Eingang des Drehzahlregelkreises (Geschwindigkeitsvorsteuerung) lässt sich das Folgeverhalten der Positionsregelung weiter verbessern. Die auf diese Weise realisierte Geschwindigkeits- und Beschleunigungsvorsteuerung hat keinen Einfluss auf die Stabilität des Regelkreises.

Für den Entwurf des Positionsreglers K_P tritt $\frac{1}{s}F_{FB}$ als integrale Regelstrecke auf. Der einfache Entwurf auf einen Phasenrand von $\sim 60^\circ$ führt schließlich zu

$$K_P(s) = 14. \quad (94)$$

Das Folgeverhalten der damit realisierten Kaskadenpositionsregelung ohne bzw. mit KF-basierter Reibungskompensation zeigt Abb. 19. Der Sollwertverlauf wurde dabei entsprechend s_1 aus Abb. 15 gewählt. Bei Einsatz der adaptiven Reibungskompensation zeigt sich ein deutlich verbessertes Folgeverhalten. So wird beispielsweise der bei Drehrichtungsumkehr auftretende Maximalwert der Regelabweichung durch die Reibungskompensation um etwa 40% reduziert. Die Reduktion des Effektivwerts e_{RMS} um ca. 50% bzw. des Spitze-Spitze-Werts e_{PP} des Folgefehlers um etwa 35% verdeutlichen weiters die Wirksamkeit der dargestellten Positionsregelung mit IM-Drehzahlregelung und KF-basierter Reibungskompensation.

5 Zusammenfassung

Elastizitäten im mechanischen Übertragungsweg eines elektromechanischen Systems haben maßgeblichen Einfluß auf das Regelverhalten. Mit klassischen Regelalgorithmen ist im Allgemeinen keine zufriedenstellende Performance zu erzielen. Die im vorliegenden Artikel behandelte robuste Bewegungsregelung eines elektromechanischen Zweimassensystems erweist sich als äußerst wirksam. Die Bewegungsregelung setzt auf einer modellbasierten Drehzahlregelung (IM-Regelstrategie) auf. Ein Kalman Filter dient zur Schätzung von Ausgangs- und Störgröße. Durch eine dynamische Störgrößenaufschaltung wird eine wirksame Reibungskompensation realisiert. Der Entwurf des Regelsystems geschieht auf grafischem Wege anhand von Robustheitsüberlegungen im Bodediagramm. Das vorgestellte grafische Entwurfsverfahren der Regelung zeichnet sich dabei durch seine Einfachheit und sein hohes Maß an Anschaulichkeit aus und liefert Regler- auch Einstellparameter des Kalman Filters.

Literatur

- [AHDC94] Armstrong-Hélouvry, B., P. Dupont und C. Canudas: *A Survey of Models, Analysis Tools and Compensation Methods for the Control of Machines with Friction*. Automatica, 30(7):1083–1138, 1994.
- [ASK96] Abe, N., K. Seki und H. Kanoh: *Two Degree of Freedom Internal Model Control for Single Tubular Heat Exchanger System*. In: *Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, Band 1, Seiten 260–265, Warsaw, Poland, June 1996.
- [AW90] Aström, K.J. und B. Wittenmark: *Computer-Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice-Hall International, Englewood Cliffs, N.J., USA, 2 Auflage, 1990, ISBN 0-13-172784-2.
- [BS75] Brammer, K. und G. Stiffling: *Kalman-Bucy-Filter: Deterministische Beobachtung und stochastische Filterung*. R. Oldenbourg Verlag, München, 1975, ISBN 3-486-34661-X.
- [BVZ00] Bolognani, S., A. Venturato und M. Zigliotto: *Theoretical and Experimental Comparison of Speed Controllers for Elastic Two-Mass-Systems*. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, Band 3, Seiten 1087–1092, Galway, Ireland, June 2000.
- [CBHS95] Carpenter, P.S., R.H. Brown, J.A. Heinen und S.C. Schneider: *On Algorithms for Velocity Estimation Using Discrete Position Encoders*. In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1995., Proceedings of the 1995 IEEE IECON 21st International Conference on*, Band 2, Seiten 844–849, Orlando, FL USA, November 1995.
- [DH93] Dalacker, M. und A. Horn: *Moderne Regelungsverfahren für Industrieroboter*. at - Automatisierungstechnik, 41(10):363–371, 1993.
- [DS79] Doyle, J.C. und G. Stein: *Robustness with Observers*. In: *Automatic Control, IEEE Transactions on, International Conference on*, Band 24(4), Seiten 607–611, Minneapolis, MN USA, August 1979.

- [EL00] Ellis, G. und R.D. Lorenz: *Resonant Load Control Methods for Industrial Servo Drives*. In: *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, Band 3, Seiten 1438–1445, Rome, Italy, October 2000.
- [Gus01] Gustafsson, F.: *Adaptive Filtering and Change Detection*. John Wiley & Sons, Ltd, Chichester, West Sussex, England, 2001, ISBN 0-471-49287-6.
- [Hen97] Henrichfreise, H.: *Prototyping of a LQG-Compensator for a Compliant Positioning System with Friction*. In: *1. Workshop TRANSMECHATRONIK - Entwicklung und Transfer von Entwicklungssystemen der Mechatronik, HNI-Verlagsschriftenreihe*, Band 23, Paderborn, Germany, 1997.
- [HKh87] Hanus, R., M. Kinnaert und J.-L. Henrotte: *Conditioning technique, a general anti-windup and bumpless transfer method*. Automatica, 23(6):729–739, 1987.
- [HS92] Hentschel, B. und K. Seyfarth: *Regelungsaufgaben an Werkzeugmaschinen - ein Überblick*. at - Automatisierungstechnik, 40(5):164–170, 1992.
- [JLS93] Ji, J.-K., D.-C. Lee und S.-K. Sul: *LQG Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in 2-Mass Motor Drive System*. In: *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93., International Conference on*, Band 2, Seiten 1157–1162, Maui, HI USA, November 1993.
- [Kal60] Kalman, R.E.: *A new approach to Linear Filtering and Prediction Problems*. Transactions of the ASME, Journal of Basic Engineering, 82(D):34–45, March 1960.
- [Kav02] Kavanagh, R.C.: *Signal Processing Techniques for Improved Digital Tachometry*. In: *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*, Band 2, Seiten 511–517, July 2002.
- [KN04] Kimmersdorfer, A.J. und R. Noisser: *Adaptive Reibungskompensation zur Verbesserung des Folgeverhaltens bei Visual Servoing*. e&i elektrotechnik und informationstechnik, OVE, 121(2):64–71, 2004.
- [KS96] Kim, H.-W. und S.-K. Sul: *A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low Speed Range*. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 43(4):498–504, 1996.
- [Lie99] Lienhart, J.: *Digitale Positionsregelung elastischer und starrer Systeme*. Diplomarbeit, Technische Universität Wien, Institut für Elektrische Regelungstechnik, 1999.
- [MGP96] Murad, G.A., D.-W. Gu und I. Postlethwaite: *Robust Internal Model Control of a Binary Distillation Column*. In: *Industrial Technology, 1996. (ICIT '96), Proceedings of The IEEE International Conference on*, Seiten 194–198, Shanghai, China, December 1996.
- [MZ89] Morari, M. und E. Zafiriou: *Robust Process Control*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, N.J., USA, 1989, ISBN 0-13-782153-0.
- [Noi93] Noisser, R.: *Einsatz von Reglern höherer Ordnung bei Positions- und Drehzahlregelungen*. e&i elektrotechnik und informationstechnik, OVE, 110(7/8):386–391, 1993.
- [Wei02] Weinmann, A.: *Robust Dynamics and Control*. International Journal Automation Austria, IJAA, 10(1):1–65, 2002.

- [Zha99] Zhang, G.: *Comparison of Control Schemes For Two-Inertia System*. In: *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, Band 1, Seiten 573–578, Hong Kong, July 1999.
- [ZKM94] Zheng, A., M.V. Kothare und M. Morari: *Anti-Windup Design for Internal Model Control*. Int. Journal Control, 60:1015–1020, 1994.

Uncertainty Estimate Based on the Stability Radius

Alexander Weinmann, OVE, Senior Member IEEE

Vienna University of Technology, Institute of Automation and Control

Gusshausstrasse 27-29/376

A-1040 Vienna / Austria

Phone: +43 1 58801 37611

Fax: +43 1 58801 37699

email: weinmann@acin.tuwien.ac.at

Manuscript received May 9, 2006

Abstract

Based on the stability radius in the Mikhailov sense, an estimate is presented for the admissible uncertainty in robust control of continuous-time systems. The computational effort is low, only singular values of the nominal state-space coefficient matrix are needed and the frequency where the Mikhailov hodograph is closest to the origin.

Keywords: Robustness, uncertainty, stability radius, singular values, multivariable systems

1 Introduction

In the literature, the uncertainties usually are assumed bounded by some given precise norm. For stability robustness, most of the results are based on norm expressions or conditions of dynamic representatives. For the sake of workability and easier applicability of the results, sequences of implications are included in most cases, leading to sufficient conditions in the final result.

Recently, a stability robustness result was presented (*Weinmann, A., 2006*), providing the exact uncertainty limits for continuous-time dynamic systems, based on spherical uncertainties.

In addition, this article presents a numerically simple estimate for the amount of the uncertainty for robust stability of multivariable systems in sufficient sense. The result is derived from the stability radius based on the well-known hodograph of Cremer, Leonhard, Mikhailov.

Consider a multivariable continuous-time control system

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{Ax}(t) + \mathbf{Bu}(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_o \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{Cx}(t) \quad (2)$$

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{Kx}(t), \quad \mathbf{A}_{cl} \triangleq \mathbf{A} + \mathbf{BK}, \quad (3)$$

where $\mathbf{x} \in \mathcal{R}^n$; $\mathbf{y} \in \mathcal{R}^r$; $\mathbf{u} \in \mathcal{R}^m$; $\mathbf{A} \in \mathcal{R}^{n \times n}$; $\mathbf{B} \in \mathcal{R}^{n \times m}$; $\mathbf{C} \in \mathcal{R}^{r \times n}$.

Replacing the Laplace operator s in the characteristic equation of the closed-loop control system by $j\omega$, one has a function producing the Mikhailov hodograph in the complex plane

$$h(j\omega) \triangleq \det(j\omega\mathbf{I}_n - \mathbf{A}_{cl}) \neq 0. \quad (4)$$

The better the “quality of stability”, the bigger the least modulus $|h(j\omega)|$, least versus frequency ω . The parameter h_0 is considered the real and positive stability margin which results from

$$\min_{\omega} |h(j\omega)| \triangleq h_0. \quad (5)$$

It corresponds to the location of that point on the hodograph $h(j\omega)$ which is closest to the origin, and is given by $h(j\omega_0)$. The geometrical distance is h_0 .

The stability margin h_0 of a unperturbed dynamic system of n th order with the coefficients matrix \mathbf{A}_{cl} of the closed loop results from executing the minimization (*Weinmann, A., 2005*)

$$h_0^2 = \det(\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2), \quad (6)$$

where ω_0 results from

$$\text{tr}[\text{adj}(\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2)] = 0. \quad (7)$$

2 Estimating the Admissible Unstructured Uncertainty

Now, suppose a closed-loop dynamic system deteriorated by an additive-type uncertainty $\Delta\mathbf{A}$. Referring to Eq.(6), stability requires

$$h_0^2 = \det[\omega_0^2\mathbf{I}_n + (\mathbf{A}_{cl} + \Delta\mathbf{A})^2] \neq 0 \quad (8)$$

or $\lambda[\omega_0^2\mathbf{I}_n + (\mathbf{A}_{cl} + \Delta\mathbf{A})^2] \neq 0$ or $\sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + (\mathbf{A}_{cl} + \Delta\mathbf{A})^2] > 0$. Replacing the left-hand side by smaller values consecutively leads to a chain of sufficient conditions

$$\sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2 + \mathbf{A}_{cl}\Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}_{cl} + \Delta\mathbf{A}^2] > 0 \quad (9)$$

$$\stackrel{(15)}{\Leftarrow} \sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2] - \sigma_{\max}[\mathbf{A}_{cl}\Delta\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}_{cl} + \Delta\mathbf{A}^2] > 0 \quad (10)$$

$$\stackrel{(16)}{\Leftarrow} \sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2] - \sigma_{\max}[\mathbf{A}_{cl}\Delta\mathbf{A}] - \sigma_{\max}[\Delta\mathbf{A} \cdot \mathbf{A}_{cl}] - \sigma_{\max}[\Delta\mathbf{A}^2] > 0 \quad (11)$$

$$\stackrel{(17),(18)}{\Leftarrow} \sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2] - 2\sigma_{\max}[\mathbf{A}_{cl}]\sigma_{\max}[\Delta\mathbf{A}] - \sigma_{\max}^2[\Delta\mathbf{A}] = 0. \quad (12)$$

Resolving the square algebraic equation with respect to $\Delta\mathbf{A}$, the result is

$$\boxed{\sigma_{\max}[\Delta\mathbf{A}^*] < \sigma_{\max}[\mathbf{A}_{cl}]\left\{-1 + \sqrt{1 + \frac{\sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2]}{\sigma_{\max}^2[\mathbf{A}_{cl}]}}\right\}} \quad (13)$$

and for very small uncertainties

$$(1 \gg) \quad \sigma_{\max}[\Delta\mathbf{A}^*] < \frac{\sigma_{\min}[\omega_0^2\mathbf{I}_n + \mathbf{A}_{cl}^2]}{2\sigma_{\max}[\mathbf{A}_{cl}]} \quad (14)$$

In sufficient sense, the result is an upper bound for the maximum singular value (spectral norm) of the uncertainty matrix. All the uncertainties satisfying the condition do not affect stability. Violating the condition need not be an unstable system. The only inconvenience of the derivation is the unknown frequency ω_0 , which has to be replaced by the corresponding value of Eq.(7). The inconvenience is very small because the sensitivity of ω_0 versus the uncertainty is usually very small, see Eq.(69) in *Weinmann, A., 2006*.

Example: Consider a second-order system $\mathbf{A}_{cl} = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ -2 & -0.5 \end{pmatrix}$. The results are 0.1931 from Eq.(13) in this article, 0.2190 from *Patel, R.V., and Toda, M., 1980 (Weinmann, A., 1991)* and the exact value 0.2602 following *Weinmann, A., 2006*.

These results are compared in Figs. 1 to 3 by a step response. The uncertainty matrix $\Delta\mathbf{A}$ is selected randomly applying the results of this paper, the result of *Patel, R.V., and Toda, M., 1980*, and the result of *Weinmann, A., 2006* in Figs. 1, 2 and 3, respectively. The same random uncertainty data are used in the figures. A prefilter is included with the nominal data $\mathbf{B} = (0 \ 1)^T$ and $\mathbf{C} = (1 \ 2)$. The nominal step response is emphasized in the width.

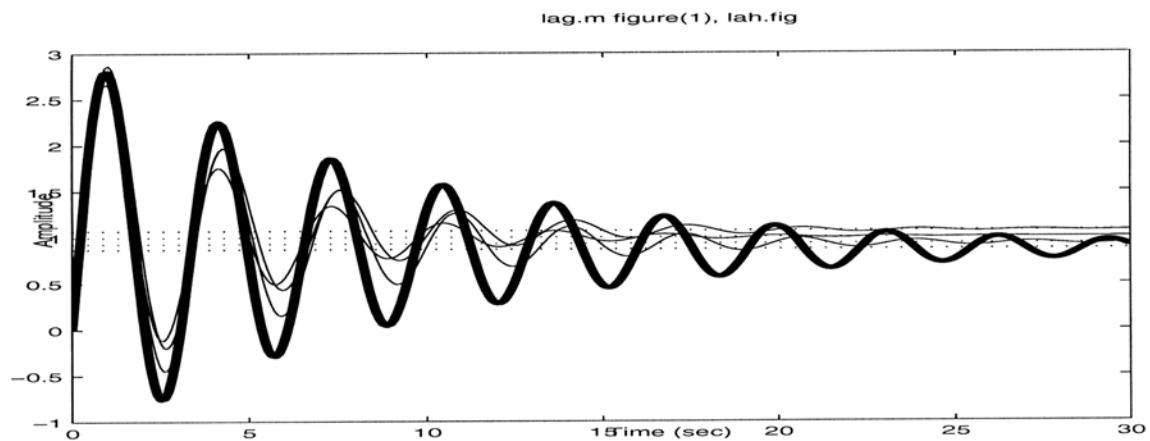


Figure 1: Step response with the results of Eq.(13)

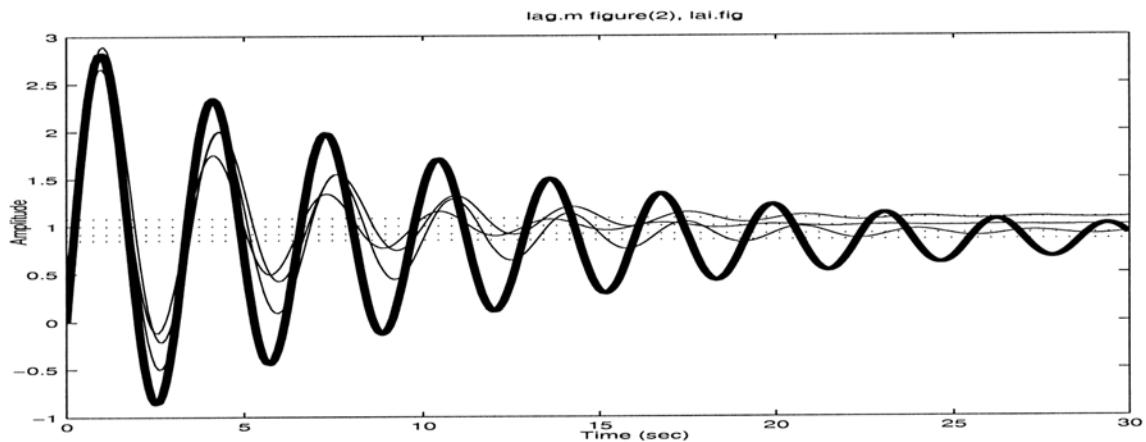


Figure 2: Step response with the Lyapunov-based result of Patel, R.V., and Toda, M.,
1980

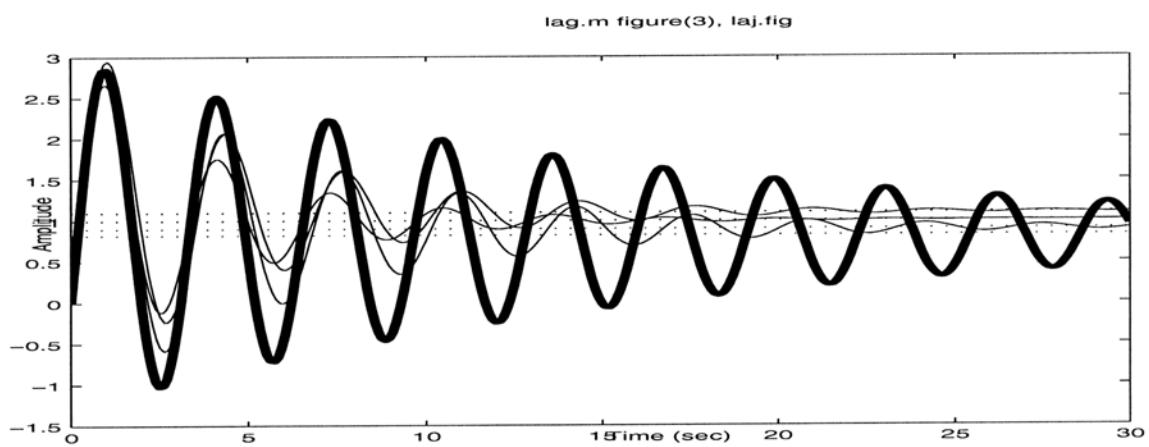


Figure 3: Step response with the result of Weinmann, A., 2006

The result in Fig. 1 is most conservative in comparison with the others. It is rather conservative and far away from the stability limit. Fig. 2 is a better estimate and less damped. Fig. 3 is most sanguine. (Within the exact result, steady-state oscillation might occur if the random selection matches the exact worst uncertainty.)

3 Conclusion

An estimate of the admissible uncertainty in continuous-time dynamic systems is derived. It is based on the stability radius in Mikhailov sense, which is given by the shortest distance of the Mikhailov hodograph to the origin. The estimate is a sufficient condition, i.e., the design is on the safe side if it is incorporated in the design. For illustration purpose and for a second-order example, the estimate of this article is compared with a well-known Lyapunov-based estimate on the one hand and with the exact result taken from the literature.

References

- Patel, R.V., and Toda, M., 1980, Quantitative measures of robustness for multivariable systems, Proceedings of Joint Automatic Control Conference San Francisco, Paper TP 8-A*
- Weinmann, A., 1991, Uncertain Models and Robust Control (Wien, New York: Springer-Verlag)*
- Weinmann, A., 2005, A dialog-oriented and gradient-based stability margin in uncertain systems, *Cybernetics and Systems: An International Journal* **36**, Number 7, pp.641-666*
- Weinmann, A., 2006, Stability margin and spherical uncertainty, *Cybernetics and Systems: An International Journal* **37**, to be published*

Appendix

A Correspondences

There are a lot of very useful correspondences as follows

$$\sigma_{\min}[\mathbf{E} + \mathbf{F}] \geq \sigma_{\min}[\mathbf{E}] - \sigma_{\max}[\mathbf{F}] , \quad (15)$$

$$\sigma_{\max}[\mathbf{E} + \mathbf{F}] \leq \sigma_{\max}[\mathbf{E}] + \sigma_{\max}[\mathbf{F}] , \quad (16)$$

$$\sigma_{\min}[\mathbf{EF}] \geq \sigma_{\min}[\mathbf{E}] \sigma_{\min}[\mathbf{F}] , \quad (17)$$

$$\sigma_{\max}[\mathbf{EF}] \leq \sigma_{\max}[\mathbf{E}] \sigma_{\max}[\mathbf{F}] , \quad (18)$$

$$\sigma_{\max}^{-1}[\mathbf{M}] = \sigma_{\min}[\mathbf{M}^{-1}] . \quad (19)$$

B Smallest Uncertainty Skew-Symmetrizing the Perturbed Matrix

Skew-symmetric matrices are characterized by $\mathbf{A} = -\mathbf{A}^T$ and by eigenvalues with real part zero throughout. The issue is to find the perturbation $\Delta\mathbf{A}$ such that (1) the perturbed matrix $\mathbf{A}_p = \mathbf{A} + \Delta\mathbf{A}$ has eigenvalues with zero real part and (2) the Frobenius norm $\|\Delta\mathbf{A}\|_F$ is minimum.

Minimizing the norm of the uncertainty subject to the condition with perturbed matrices $\mathbf{A}_p + \mathbf{A}_p^T = \mathbf{0}$ leads to

$$\|\Delta\mathbf{A}\|_F^2 + \text{tr}[\Lambda(\mathbf{A} + \Delta\mathbf{A} + \mathbf{A}^T + \Delta\mathbf{A}^T)] \rightarrow \min_{\Delta\mathbf{A}} , \quad (20)$$

where Λ is a Lagrange multiplier matrix. After carrying out the differentiation with respect to $\Delta\mathbf{A}$ the result is

$$\Delta\mathbf{A} = -0.5(\mathbf{A} + \mathbf{A}^T) = -\Lambda . \quad (21)$$

However, this is not the smallest destabilizing uncertainty. The condition $\mathbf{A} = -\mathbf{A}^T$ causes all the real parts of the eigenvalues zero which is the worst possible situation. Stability is violated if only one eigenvalue has zero real part.

E.g., for $\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ -2 & -0.5 \end{pmatrix}$, referring to Eq.(21), the result is $\Delta\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0.5 \end{pmatrix}$, but $\Delta\mathbf{A}^* = \begin{pmatrix} 0.2599 & 0.0014 \\ -0.0015 & 0.2602 \end{pmatrix}$ is true. (For this result see Weinmann, A., 2006.) There is a considerable difference in the Frobenius norm 0.5 and 0.367.

Mechatronische Systeme in der Ventilentwicklung

Niko Herakovic

Fakultät für Maschinenbau, Universität Ljubljana, Slowenien

0. Kurzbeschreibung (Abstract)

Mechatronische Systeme stellen in der Fluidtechnik immer wichtigere Rolle dar, besonders wenn man über hochdynamische elektrohydraulische und elektropneumatische Ventile, oder verstellbare Hydropumpen und –Motoren spricht. Mechatronische fluidtechnische Systeme werden in vielen technischen Anwendungen eingesetzt, bei denen sie ständig wachsenden Anforderungen, speziell bezüglich der Dynamik der Stellsysteme, gegenüberstehen. Besonders im Bereich der Automatisierungstechnik, der fluidtechnischen Anwendungen im Prüf- und Werkzeugmaschinenbau, bei Fahr- und Flugsimulatoren etc. ist der Bedarf an hochdynamischen Antrieben deutlich gestiegen. Dabei stellen elektrisch betätigte fluidtechnische Ventile, die als Schnittstelle zwischen elektrischem Signalkreis und hydraulischem oder pneumatischem Leistungskreis dienen und beeinflussen deswegen entscheidend die Leistungsdaten. Aus diesem Grunde hat die Entwicklung hochdynamischer, vor allem einstufiger, d. h. direktgesteuerter Ventile, besonders in der letzten Zeit erheblich an Bedeutung gewonnen.

1. Einleitung

Bei der Entwicklung neuer fluidtechnischer Ventile, die als Funktionseinheiten zur Steuerung und Regelung von Energie benutzt werden, versucht man in letzter Zeit auch die Vorteile anderer Technologien zu nutzen, besonders was den Einsatz der Mikroelektronik, Sensorik und Aktorik betrifft. Mit einem Wort „Mechatronik“ verbindet man alle diese Gebiete, die für die Entwicklung der moderner, hochleistungsfähiger fluidtechnischer Ventile notwendig sind. Mechatronische Systeme stellen in der Ventilentwicklung immer wichtigere Rolle dar, besonders wenn man über hochdynamische elektrohydraulische und elektropneumatische Ventile, oder verstellbare Hydropumpen und –Motoren spricht.

Die Verbesserung der Dynamik und die damit verbundene Grenzfrequenz von stetigen und schaltenden elektrohydraulischen und elektropneumatischen Ventilen ist ein ständiges Entwicklungsziel in der Fluidtechnik, da dadurch die Schnelligkeit und Genauigkeit von Systemen erhöht werden kann. Besonders im Bereich der Automationstechnik, im Prüf- und Werkzeugmaschinenbau, bei Fahr- und Flugsimulatoren etc. ist der Bedarf an hochdynamischen Antrieben deutlich gestiegen. Dabei stellen elektrisch betätigte fluidtechnische Ventile, die die Umwandlung des Eingangssignals in eine fluidtechnische Ausgangsgröße wie Druck oder Volumenstrom übernehmen, eine wichtige Komponente sowohl der elektrohydraulischen als auch der elektropneumatischen Antriebstechnik dar. Sie dienen als Schnittstelle zwischen elektrischem Signalkreis und hydraulischem oder pneumatischem Leistungskreis und beeinflussen deswegen entscheidend die Leistungsdaten.

Aus dem Grund, daß weitere Verbesserungen der Dynamik von fluidtechnischer Ventile mit den klassischen Bauformen der elektromechanischen Wandler, die meistens auf der Nutzung des elektromagnetischen Effektes beruhen, immer schwieriger zu realisieren ist, kommt der

Entwicklung neuer elektromechanischer Wandlerprinzipien (piezo- und magnetostriktiven Aktuatoren etc.) eine große Bedeutung zu.

Die Entwicklung alternativer elektromechanischer Wandler stellt daher Heutzutage einer der Schwerpunkte der Ventilentwicklung dar. Alternative Aktuatoren ermöglichen eine hohe Dynamik des Ventils und gleichzeitig besitzen eine hohe Hubarbeit, was die Ansteuerung auch höherer hydraulischer Leistungen möglich macht.

2. Piezoelektrische Aktuatoren

Eine der Möglichkeiten alternative elektromechanischer Wandler zu verwenden, stellen Piezoelektrische Aktuatoren dar, die einen wichtigen Bestandteil des mechatronischen Systems Servoventil darstellen. Das sind elektromechanische Wandler, die wegen ihrer Eigenschaften für die Betätigung hochdynamischer Ventile besonders geeignet sind. Um einen möglichst großen piezoelektrischen Effekt, eine hohe Kraft und eine hohe mechanische Steifigkeit zu erzielen, kann eine piezokeramische Stapelkonstruktion (Piezotranslator) verwendet werden, wie in **Bild 1** zu sehen ist.

Die erzielten Wege und Kräfte sind spielfrei und nicht mit externer Reibung behaftet, da sie die Folge einer reinen Festkörperverformung sind. Daraus ergibt sich der große Vorteil, daß der Piezotranslator keinerlei Verschleiß unterliegt und deswegen ist eine Reproduzierbarkeit über lange Zeiträume realisierbar.

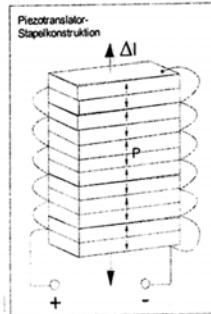


Bild 1 : Am häufigsten angewendete Piezoaktorbauformen.

Der entscheidende Grund für den Einsatz eines Piezotranslators in fluidtechnischen Ventilen liegt in seinen dynamischen Fähigkeiten. Mit einem geeigneten Leistungsverstärker können sehr kurze Ansprechzeiten, die im Mikrosekunden-Bereich liegen, realisiert werden. Allerdings sind die Stellwege der Piezoaktuatoren relativ klein (im μm -Bereich) und betragen ca. 0,1 bis 0,15 % der Stapelhöhe. Das heißt, um einen Stellweg von 0,5 mm zu erreichen, müßte ein Stapeltranslator zwischen 300 und 500 mm lang sein. Aus verschiedenen technischen, konstruktions- und vor allem Kostengründen sind lange Translatoren für die Ventilkonstruktion in der praktischen Ausführung eines Ventils nicht akzeptabel. Aus diesem Grunde werden kurze Piezotranslatoren mit verschiedenen Wegübersetzungssystemen kombiniert und stellen deswegen sogenannte hybride Piezoaktuatoren dar.

In der Fortsetzung wird der in der entwickelten Aktuator- und damit in der Ventilkonstruktion verwendete Piezoelement dargestellt. Es wurde ein kurzer Piezotranslator mit einer hohen Steifigkeit, d.h. hoher Stellkraft und kleinerem Stellweg, verwendet. Der Piezotranslator, bestehend aus vielen dünnen Keramiksichten, weist bei einer Steuerspannung von $U = 200 \text{ V}$

eine Ausdehnung bis $\Delta l = 45 \mu\text{m}$ im Leerlauf und eine maximale Klemmkraft von $F_{max} = 6,5 \text{ kN}$ auf. Es besitzt ein Volumen von $10 \times 14 \times 30 \text{ mm}^3$, eine Steifigkeit von $c_p = 160 \text{ N}/\mu\text{m}$ und relativ kleinen Temperaturausdehnungskoeffizient.

Da der verwendete Piezotranslator Ausdehnungen im μm -Bereich und gleichzeitig hohe Kräfte in kN -Bereich zur Verfügung stellt, bietet sich aus ökonomischen Gründen der Einsatz eines Wegverstärkers zur Stellwegvergrößerung an, um eine Vervielfachung der Translatorausdehnung bei einer entsprechend kleineren Kraft zu ermöglichen. Allerdings bewirkt eine Kombination des Piezotranslators mit dem Wegübersetzer, die man mit Hybridaktuator bezeichnet, daß sich die Steifigkeit des Piezotranslators quadratisch zum Übersetzungsverhältnis verringert.

Um die hohe Dynamik und Steifigkeit des Piezotranslators ausnutzen zu können, muß der Wegübersetzer sehr steif ausgeführt werden. Da die Resonanzfrequenz des gesamten Stellantriebs, der aus dem Stapeltranslator und der Übersetzungsstufe besteht, durch die Trägheitswirkung und die Steifigkeit der Bauteile festgelegt wird, bedeutet ein weicher Wegübersetzer eine niedrige Gesamtresonanzfrequenz. Die erreichbare Dynamik des kompletten Stellantriebes wird durch diese Größe charakterisiert.

3. Aufbau des Piezo-Stetigventils und experimentelle Ergebnisse

Das Arbeitsprinzip der hydraulischen Wegübersetzung beruht auf der Volumenkonstanz einer geschlossenen, mit Hydrauliköl gefüllten Kammer. Bei dem hydraulischen Wegübersetzer ist die Abdichtung des Ölvolumentes besonders zu beachten. Eine hermetische Abdichtung des Öls und damit die Langzeitstabilität des Piezoaktuators wurde mit der Verwendung einer speziell geformten Membran an der Antriebsseite des Übersetzers und eines speziellen Dichtungselementes auf der Abtriebsseite erreicht. **Bild 2** zeigt eine schematische Durchschnittzeichnung und ein Photo des Prototyps.

Für ein besseres Verständnis des Bildes 2a soll das Funktionsprinzip des hydraulischen Piezoaktuators näher erklärt werden. Legt man an den Piezotranslator eine elektrische Spannung, so dehnt sich dieser proportional zum angelegten Feld aus und drückt auf die große Fläche der Metallmembran. Die Deformation der Metallmembran verursacht einen Öldruckanstieg in der geschlossenen Kammer. Überwiegt die Druckkraft auf dem kleinen Kolben die Federkraft F_F auf der anderen Seite des Kurbels, setzt sich dieser in Bewegung.

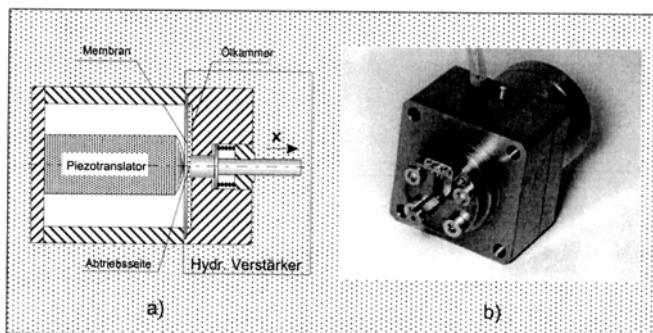


Bild 2 : Das Prototyp des entwickelten Piezoaktuators.

Bei der Entwicklung des Prototyps wurde das Ziel verfolgt, die Außenmaße des Aktuators zu minimieren. Der Prototyp besitzt die Außenmaßen $60 \times 60 \times 90 \text{ mm}^3$, die sich den Außenmaßen eines Elektromagneten zur Ansteuerung hydraulischer Stetigventile der Nenngröße NG 10 nähern.

Bei der Ansteuerung des aufgebauten hydraulischen Servoventils mit dem verwendeten hybriden Piezoaktuator wird gefordert, daß der Aktuator mit unveränderter Stellgenauigkeit in einem Temperatureinsatzbereich von 0 bis $+80^\circ\text{C}$ bzw. von -20 bis $+80^\circ\text{C}$ arbeitet. Die hohen Anforderungen, die an die Stellgenauigkeit des Piezoaktuators gestellt werden, erfordern eine besondere Berücksichtigung seines Temperaturverhaltens. Unterschiedliche Temperaturausdehnungskoeffizienten der verwendeten Materialien führen zu unterschiedlich großen Ausdehnungen, die eine Abweichung der Stellgenauigkeit des gesamten Aktuators zur Folge haben. Um eine geforderte Stellgenauigkeit zu erreichen, ist deswegen eine geeignete Kompensation der Wärmeausdehnungen der verschiedenen Materialien notwendig.

Vor allem muß aber die thermische Dehnung des hydraulischen Öls, dessen Temperaturausdehnungskoeffizient mehr als um den Faktor 50 größer als der von Stahl ist, in der hermetisch geschlossenen Kammer kompensiert werden. Teilweise wurde die Kompensation durch das Konstruktionsprinzip des Piezoaktuators erreicht. Eine zusätzliche Temperaturkompensation könnte durch den Einbau eines speziell aufgebauten Temperaturkompensators für die Ölausdehnung erreicht werden. Der Nachteil liegt aber darin, daß die Stellgenauigkeit über den gesamten oben genannten Temperaturbereich wegen der inhomogenen Temperaturverteilung in der Konstruktion nicht erreicht werden kann. Verschiedene Konstruktionsteile, einschließlich Öl, dehnen sich mit der Zeit ungleichmäßig aus. Anschließend müssen noch die Temperaturabhängigkeit des Piezoeffektes, die etwa 0,2% der Ausdehnung des Piezoaktuators pro Grad K beträgt und die Drift des Piezoaktuators kompensiert werden. Daraus folgt, daß eine vollständige Kompensation der thermischen Einflüsse auf den gesamten Piezoaktuator sehr effektiv durch eine gegenüberliegende Anordnung zweier Piezoaktuatoren erfolgen kann (**Bild 3**).

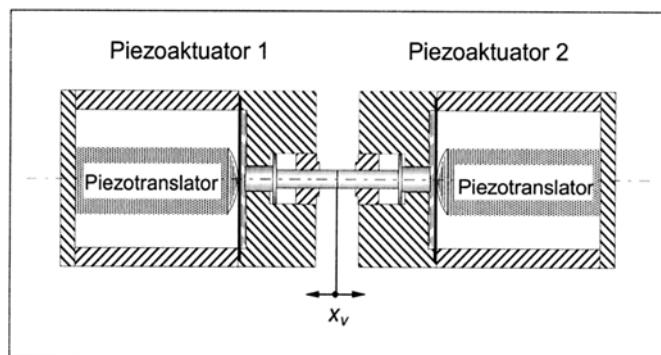


Bild 3 : Anordnung zweier Piezoaktuatoren zur vollständigen Kompensation.

Mit dieser Anordnung zweier Aktuatoren wird auch die Stellgenauigkeit über den ganzen Temperaturbereich von -20 bis $+80^\circ\text{C}$ sichergestellt. In **Bild 4a** sind die experimentelle Ergebnisse der Kompensation der thermischen Dehnung des Piezoaktuators mit hydraulischem Wegübersetzer dargestellt.

Es ist erkennbar, daß die Ausdehnung des zum Teil kompensierten Piezoaktuators stark von der Temperaturänderung abhängt, während bei der gegenüberliegenden Anordnung zweier Aktuatoren kein Einfluß der Temperaturänderung auf die Aktuatordehnung zu sehen ist. Dabei

ändert sich aber die Vorspannkraft des Piezoaktuators und damit auch der Öldruck in der hermetisch abgeschlossenen Ölkammer des hydraulischen Wegübersetzers. Diese Öldruckerhöhung bedeutet gleichzeitig auch die Erhöhung der auf den Piezotranslator wirkenden Kraft.

Wie sich die Kompensation der thermischen Dehnungen und damit auch die temperaturabhängige Vorspannkraft des Piezoaktuators auf seine Dynamik auswirkt, zeigt **Bild 4b**. Es sind zwei Sprungantworten bei unterschiedlichen Temperaturen, 20 und 60 °C, dargestellt. Die experimentellen Ergebnisse zeigen, daß die oben beschriebenen konstruktive Kompensationsmaßnahmen (Temperaturkompensation auch durch Lageregelung möglich) und deren Folgen (die mit der Temperatur unterschiedlich große Vorspannkraft) keine Auswirkung auf die Dynamik und Ausdehnungsamplitude des Piezoaktuators haben. Die mit der Temperatur unterschiedlich große Vorspannkraft hat aber eine Wirkung auf die Reaktionszeit und auf die Dämpfungseigenschaften des Piezoaktuators, was in weiteren Untersuchungen näher erforscht wurde.

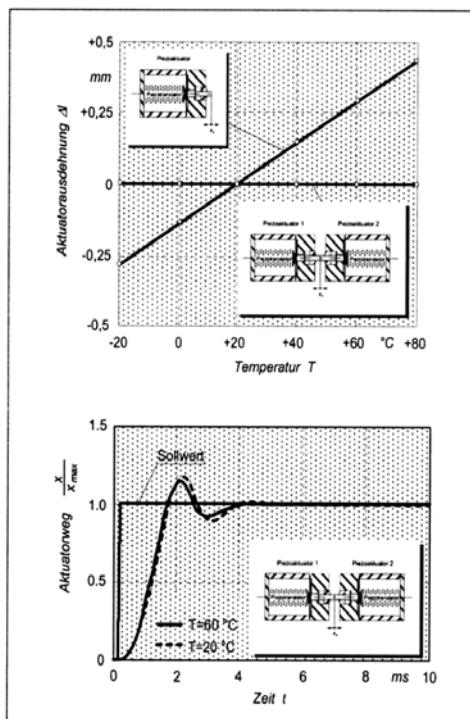


Bild 4 : Vollständige Kompensation der thermischen Dehnungen.

In **Bild 5** sind die Meßergebnisse der statischen Eigenschaften des Piezoaktuators dargestellt. Die Hub-Kraft Kennlinie (**Bild 5a**) zeigt den maximalen Leerlaufhub von mehr als 1,5 mm und die maximale Blockierkraft des Aktuators von über 230 N. Die Ergebnisse weisen eine mechanische Steifigkeit des Piezoaktuators von 0,15 N/µm auf. Die Meßergebnisse der Langzeitstabilitätsuntersuchung des Piezoaktuators (**Bild 5b**), wobei festgestellt wird, daß der Aktuator eine vorgegebene Position über längere Zeit halten kann, beweisen die hermetische Abdichtung der Ölkammer. Bei einem konstanten Sollwert der Steuerspannung ist der Stellweg des Aktuators - trotz der offenen Steuerkette - über die ganze Meßzeit konstant geblieben.

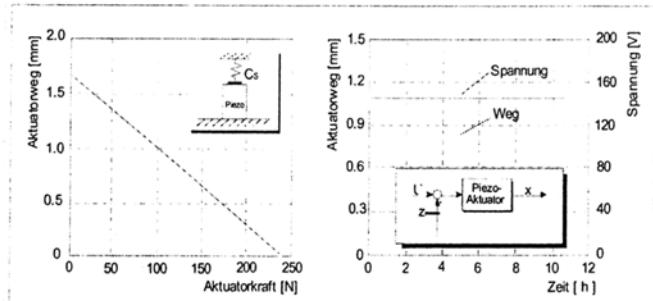


Bild 5: Meßergebnisse der statischen Eigenschaften des Piezoaktuators

3.1 Strömungskräfte

Mit dem Piezotranslator, gefertigt speziell für den Anwendungsfall, können Stellwege bis zu 1,5 mm (effektive Ventilbetätigung $\pm 0,6$ mm möglich) realisiert werden. Die erreichbaren Stellwege des hybriden Piezoaktuators ermöglichen eine effektive Betätigung eines hydraulischen Stetigventils der Nenngröße NG 6, das ebenfalls aufgebaut wurde (Bild 6). Das Ventil wird von zwei Piezoaktuatoren angesteuert.

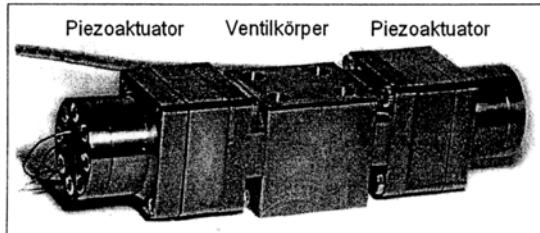


Bild 6: Das aufgebaute hochdynamisches Piezo-Stetigventil NG 6.

Um mit dem hochdynamischen direktbetätigten Servoventil auch höhere hydraulische Leistungen steuern zu können, ist der Aufbau des Ventils in enger Verbindung mit der Entwicklung des hochdynamischen Piezoaktuators mit hydraulischer Weg-übersetzung durchgeführt worden. Der Betätigungs-element Piezoaktuator bietet zwar gute statische und dynamische Charakteristiken, hat dabei aber auch einige Nachteile. Mit der 30-fachen Vergrößerung des Stellweges des Piezotranslators mit Hilfe des Wegübersetzers, verringert sich nämlich gleichzeitig die Stellkraft des ganzen Piezoaktuators im umgekehrten Verhältnis.

Weil sich die Steifigkeit des Piezoaktuators mit dem Quadrat des Übersetzungsfaktors verringert, hat das zur Folge, daß die Vorteile des gesamten Piezoaktuators mit hydraulischer Wegübersetzung (hohe Dynamik, große Stellwege) nur dann effektiv genutzt werden können, wenn die Strömungswiderstände des Ventils bezüglich der auftretenden Strömungskräfte minimiert werden. Der Schwerpunkt der Ventiloptimierung lag deswegen auf der Reduzierung der axialen Strömungskräfte.

Mit Hilfe der oben beschriebenen Strömungskraftkompensationsmethode der Umlenkung des Ölstrahls und basierend auf der Vorarbeiten von Feigel /F1/ wurde ein strömungskraftkompensierte Längsschieber-Hülse NG 6 Ventil aufgebaut. Mit einer geeigneten geometrischen Form des Schiebers und der Hülse wurde die Strömungskraft bis zu 90% reduziert

3.2 Leistungselektronik

Ein Piezotranslator mit seinen schon vorher erwähnten sehr positiven Eigenschaften kann nicht erfolgreich eingesetzt werden ohne einen geeigneten Leistungsverstärker für die Piezosteuerung zu Verfügung zu haben. Weil die Dynamik, die Auflösung des Stellweges und der Wirkungsgrad des Aktors entscheidend von der Steuerelektronik abhängen, muß der Entwicklung der Elektronik eine große Aufmerksamkeit geschenkt werden. Wegen Schwierigkeiten, einen geeigneten Leistungsverstärker am kommerziellen Markt zu finden, wurde ein entsprechender getakteter Leistungsverstärker mit der Umladung zwischen zwei Piezotranslatoren (Lastkapazitäten) entwickelt. Eine schematische Darstellung der Leistungselektronik zeigt *Bild 7*.

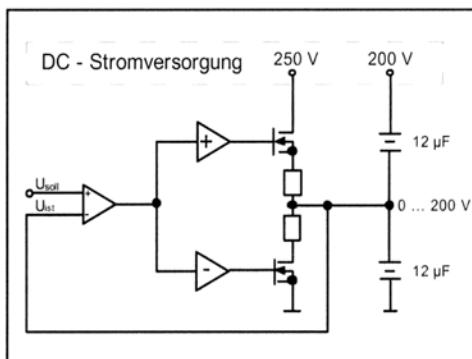


Bild 7 : Leistungselektronik.

Mit dieser Leistungselektronik können zwei Piezotranslatoren mit einer kapazitiven Gesamtlast von $25 \mu F$ bis zu 600 Hz im Großsignalbereich betrieben werden. Dabei wird sich eine Gleichsteuerspannung von 0 bis 200 V bereitgestellt. Der Energieverbrauch bei Spitzeströmen und einer Arbeitsfrequenz von bis zu 500 Hz und 100% Amplitude beträgt einigen Hundert Watt. Er ermöglicht sowohl eine proportionale als auch eine schaltende Steuerung des Piezotranslators.

4. Experimentelle Ergebnisse

Das mechatronische System Piezoventil ist in **Bild 8** dargestellt. Das Bild zeigt das Blockschaltschema des Piezoventils, das im geschlossenen als auch im offenem Regelkreis betrieben wird. Schon der Piezotranslator allein stellt einen mechatronischen System dar, das ganze Ventil ist aber eine synthesis der Mechanik und der hohen Technologie, Micromechanik und der anspruchsvollen Elektronik und software. Gleichzeitig ist in Bild 8 aber auch eine schematische Darstellung des Prüfstandes zur experimentellen Untersuchung des Piezoventils dargestellt.

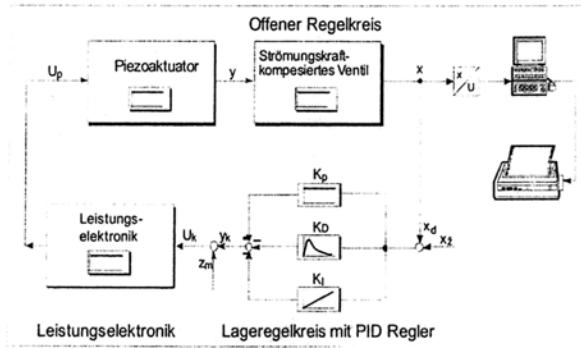


Bild 8: Das mechatronische System Piezoventil und die schematische Darstellung des Prüfstandes.

Bild 9a zeigt den Verlauf der experimentell ermittelten Ventildurchflußlinien für das aufgebaute Piezo-Stetigventil bei kurzgeschlossenen Verbrauchern. Die Betriebsspannung ist als Parameter eingetragen. Es ist zu sehen, daß die negative Wirkung der Strömungskraft auf den Piezoaktuator sehr gering ist, was am Verlauf der Meßkurven gut zu sehen ist. Wegen der zusätzlichen Reibung zwischen dem Schieber und der Hülse vergrößert sich die Hysterese (**Bild 9b**), deren größter Anteil aber von der Hysterese des Piezotranslator ausgeht. Das Betreiben des Ventils in einem geschlossenen Lageregelkreis ermöglicht eine lineare Bewegung des Schiebers mit der erforderlichen Stellgenauigkeit.

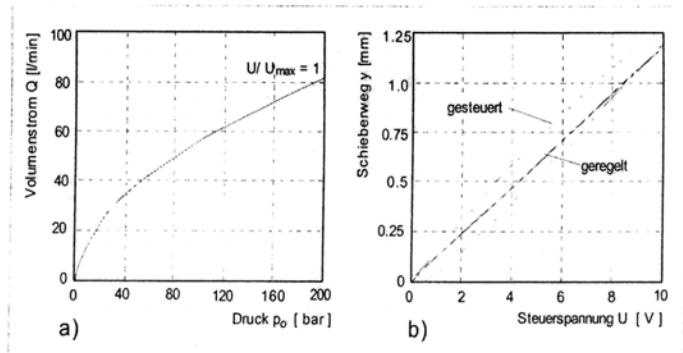


Bild 9 : Ventildurchflußcharakteristiken und die Hysterese des Piezo-Stetigventils.

Zur Untersuchung dynamischer Eigenschaften des Piezoventils im Zeitbereich wird eine Sprungfunktion als Testsignal verwendet. Dabei wird das Ventil sowohl in offener Steuerkette als auch im geschlossenen Regelkreis betrieben. **Bild 10** zeigt die Sprungantwort des Ventils unter Druckbelastung. Eine Vollöffnung des Ventils bei einem Versorgungsdruck von 200 bar erfolgt in etwa mehr als 1 ms. Dementsprechend ist auch der Druckanstieg, gemessen unmittelbar am blockierten Ventilausgang, sehr kurz.

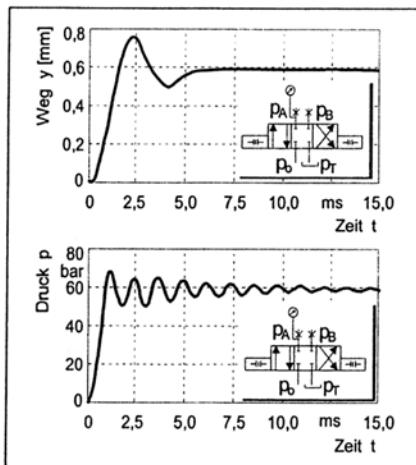


Bild 10 : Sprungantwort des Ventils unter Druckbelastung.

Zur Untersuchung dynamischer Eigenschaften des Piezoventils im Frequenzbereich wird ebenfalls die Sprungfunktion als Testsignal verwendet. Mit Hilfe der FFT (Fast Fourier Transformation) wurde dann der Frequenzgang des Ventils berechnet. Dabei wird das Ventil sowohl in offener Steuerkette als auch im geschlossenen Regelkreis betrieben und die Meßergebnisse miteinander verglichen. Bild 11 zeigt den Frequenzgang des aufgebauten hydraulischen Piezoventils für eine Eingangssamplitude von $\pm 10\%$. Die Meßergebnisse zeigen, daß das Ventil hervorragende dynamische Eigenschaften besitzt. Im geschlossenen Lageregelkreis erreicht die -3 dB Frequenz Werte über 600 Hz , während klassische hochdynamische Ventile Frequenzen bis zu etwa 200 Hz erreichen können. Dabei wird die -90 Grad Frequenz etwas größer als 400 Hz .

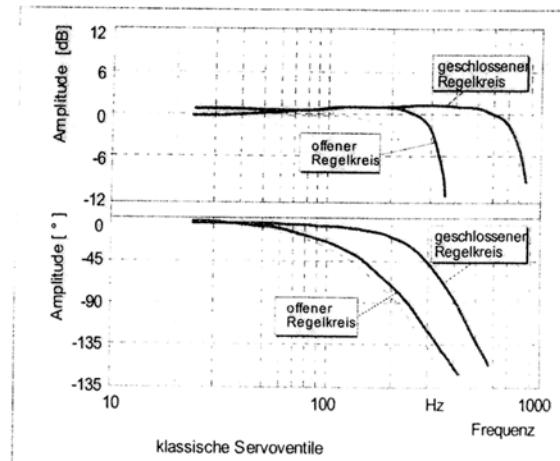


Bild 11 : Frequenzgang des Ventils bei $\pm 10\%$ Amplitude.

5. Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Untersuchung wurden mechatronische Systeme in der Ventilentwicklung betrachtet. Es wurde ein neues Konzept für die direkte Piezoventilansteuerung beschrieben. Die Untersuchungen wurden an dem aufgebauten hydraulischen Ventil Nenngröße NG 6 durchgeführt. Mit Hilfe der Kompensationsmethode der Strahlumlenkung wurde die Strömungskraft im Ventil um etwa 90% reduziert. Die Ergebnisse zeigen, daß mit der

Kombination eines Piezoaktuators mit einem hydraulischen Wegübersetzer und mit der Verwendung von Strömungskraft-kompensationsmaßnahmen neue hochdynamische Ventile entwickelt werden können. Es ist möglich diese Ventile, die sehr gute dynamische und statische Eigenschaften besitzen, als stetige- oder Schaltventile für Volumenströme bis 100 l/min zu verwenden.

Literatur

- /F1/ Feigel, H.-J.; Strömungskraftkompensation in direktgesteuerten elektro-hydraulischen Stetigventilen, Dissertation RWTH Aachen, 1992.
- /H1/ Herakovic, N. Die Untersuchung der Nutzung des Piezoeffektes zur Ansteuerung fluidtechnischer Ventile, Diss RWTH Aachen, Verlag Mainz, Wissenschaftsverlag Aachen, 1. Auflage 1996.

Bericht über das 11. IFAC SYMPOSIUM

„CONTROL IN TRANSPORTATION SYSTEMS“

29. – 31. August 2006
Technische Universität Delft. Niederlande

Da die Teilnahme doch größer war als erwartet, wurden die ersten zwei Tage der Tagung an der Fakultät für Bauwesen abgehalten. Am letzten Tag fand die Veranstaltung im Testzentrum des niederländischen Verkehrsministeriums statt, in welchem auch die neuen Entwicklungen von Straßenverkehrszeichen vorgeführt wurden.

Bei dieser Tagung umfasste der Themenkreis, entsprechenden den bisherigen in dieser Serie, wieder Air Traffic Control über Railways, Traffic Management, Vehicle Control usw. Es war wieder ersichtlich wofür gerade Forschungsmittel vor allem der EU zur Verfügung stehen. Wie heutzutage schon üblich sind die Beiträge auf einer Tagungs-CD und nur für die Kurzfassungen gab es eine gedruckte Version. Kopien der Unterlagen der Vortragenden wurden aber bei den Vorträgen selbst verteilt.

Von der Technischen Universität in Graz wurde in einem Plenarvortrag eine Zusammenfassung über „Traffic modelling of large events“ präsentiert und die Österreichische Wasserwegeagentur berichtete über das Flussinformations-Service für die Donau (DoRIS). Die praxis- orientierte flexible Lösung im Beitrag „Maritime Navigation and Information Services (Marnis)“ fiel besonders auf.

Es ist betrüblich, dass nach der Bangemann-Ära noch immer nicht zur Kenntnis genommen wird, Verkehr ist international und global und Industrie und Forschung allein schaffen noch lange keinen gewinn bringenden Markt! Es wird in kleinen Gruppen gearbeitet ohne gleichzeitig internationale Akteure wie die UN einzubinden. Auch die Verkehrszeichenentwicklung im niederländischen Testzentrum erfolgt offensichtlich ohne das Ziel einer internationalen Harmonisierung. Die Wichtigkeit von Standards für das Erlangen von sicherer und zuverlässiger Fertigkeit des Menschen scheint nicht mehr erkannt zu werden. Design ist wichtiger als geringer notwendiger Lernaufwand bei der Handhabung. Der Markt für Mobiltelefone zeigte ja wohin dies führt, wo man jetzt als Überclou so genannte Senioren-Handies designt, vielleicht sogar derart, dass nur das jeweilige Individuum es benutzen kann.

Bei etwas über hundert Teilnehmern waren fast alle Kontinente vertreten. Es gab hinreichend Zeit für einen angenehmen Informationsaustausch. Es war wieder eine sehr erfolgreiche Tagung.

Das 12. IFAC Symposium on Control in Transportation Systems wird voraussichtlich im Frühjahr 2009 in Südkalifornien stattfinden.

R. Genser

9. Internationale Konferenz für “Climbing and Walking Robots and the Support Technologies from Mobile Machines - CLAWAR 2006”

11. – 14. September 2006
Brüssel, Belgien

Die Produktionsautomatisierung war am Ende des 20. Jahrhundert geprägt durch mehr oder weniger kostengünstige Industrieroboter. Die Anforderungen an diese Roboter waren Wiederholgenauigkeit und Verfügbarkeit sowie Sicherheit und Produktivität. Sehr bald begann sich jedoch eine neue Robotergeneration – mobile intelligente Roboter – herauszubilden. Diese neue Robotergeneration ist nun soweit industriell, unter den vorher genannten Randbedingungen, einzusetzen. Derzeitige Anwendungsbeispiele sind die nuklear und petrochemische Industrie, sowie spezielle Anwendungen in risikoreichen Umgebungen, sowie zur Überwachung der Umwelt. Beispiele dafür sind die Weltraumerkundung, Tiefsee- und Rohrleitungsüberwachungen. Ein wichtiger Faktor ist dabei die Sicherheit sowie die Kosten. Daher ist am Beginn des 21. Jahrhunderts ein exponentiell wachsender Markt für diese neue Robotergeneration gegeben.

Dies waren die Zielsetzungen des 9. Symposiums über industrielle Anwendungen von mobilen intelligenten Robotern. Dieses 9. CLAWAR Symposium ging aus dem ehemaligen gleichnamigen EU Projekt hervor. Es wurde an der Militärakademie von Belgien in Brüssel von Yvan Baudoin und Dirk Levebre in hervorragender Weise organisiert. Den mehr als 100 Teilnehmern wurde in Form von 118 technischen Vorträgen, angeordnet in 22 Sessions, sowie 4 Übersichtsvorträgen ein breiter Überblick über mobile intelligente Roboter im weitesten Sinn geboten.

In seinem Einleitungsreferat unter dem Titel „Kostengünstige Robotersysteme“ gab der Verfasser einen Überblick über den derzeitigen Stand und zukünftige Entwicklungstendenzen auf diesem Fachgebiet, wobei er speziell auf die Arbeiten seines Institutes an der TU Wien wie beispielsweise Roboter zur Landminen Ortung und Entfernung, Weltraumanwendungen, sowie das äußerst aktuelle Thema des „End of Life Managements“ dieser Roboter einging. Ein Schwerpunkt seiner Präsentation bildete auch die Wiederverwendbarkeit von Hard- und Software, speziell von Roboterfußball für industrielle Anwendungen.

Das 2. Übersichtsreferat wurde von Ch.Bostater (USA) gehalten und beschäftigte sich mit Sensorsystemen zur Überwachung der Umwelt, üblicherweise in Meer und Seen. Weitere Übersichtsvorträge beschäftigten sich mit der Kommunikation von Mensch und Robotern (Dirk Levebre) sowie von H. Hirukawa (AIST Japan), welcher über neueste Entwicklungen des humanoiden Roboters HRP2 berichtete. Seine Forschungsarbeiten konzentrieren sich derzeit auf die Überwindung von Hindernissen sowie eine Erweiterung der klassischen „Zero-Moment-Point- ZMP“ Methode für zweibeiniges Gehen.

Bei den technischen Vorträgen spannte sich der Bogen von der Steuerung und Regelung von mobilen Robotern über Kletterroboter bis hin zu humanoiden Robotern. Wie üblich waren die Vorträge von unterschiedlicher Qualität, aber boten einen fast kompletten Überblick über den derzeitigen Stand und zukünftige Entwicklungstendenzen auf dem Gebiet der mobilen intelligenten sowie humanoiden Robotern. Dem interessierten Fachmann war es daher möglich, bei aufmerksamer Selektion der besuchten Vorträge, neue Erkenntnisse zu gewinnen.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass sich die mobilen intelligenten Roboter, welche sich üblicherweise auf Ketten und Rädern fortbewegen, an der Schwelle zu einer breiteren industriellen Anwendbarkeit stehen. Sehr viele Universitätsinstitute und Forschungseinrichtungen entwickeln derzeit humanoide Roboter, wobei die meisten über das Simulationsstadium beziehungsweise das Prototypenstadium nicht hinausgekommen sind. Auf diesem Gebiet gibt es noch relativ wenige kostengünstige und industriell anwendbare Roboter.

Die Tagung wurde durch einige Vorführungen von Robotern beziehungsweise durch ein aufwendiges Rahmenprogramm ergänzt. Die nächste CLAWAR Tagung findet im Juli 2007 in Singapur statt, und es bleibt abzuwarten welche Fortschritte auf den vorgenannten Gebieten dort präsentiert werden.

P. Kopacek

21. Österreichischer Automatisierungstag

11. Oktober 2006
Congress Center Messezentrum, WienNeu

Der 21. Österreichische Automatisierungstag fand im Rahmen der „Vienna-Tec“ am 11. Oktober 2006 von 14.00 – 18.00 Uhr im Congress Center Messezentrum WienNeu statt. Zweck dieses Automatisierungstages war es, wie bisher der österreichischen Industrie, forschungsfördernden Stellen sowie Interessierten einen Überblick über zukünftige Entwicklungen der Automatisierungstechnik im weitesten Sinn zu geben.

Er befasste sich heuer mit dem äußerst aktuellen Thema von preiswerten Automatisierungslösungen speziell für Klein- und Mittelbetriebe. Dies ist bereits seit Jahren ein aktuelles internationales Forschungsthema, insbesonders in der IFAC (International Federation of Automatic Control). Da der Hauptveranstalter die österr. IFAC Mitgliedsorganisation war, konnten als Referenten namhafte in- und ausländische Vortragende gewonnen werden. Es wurde sowohl über preiswerte Automatisierungslösungen auf dem Gebiet der Prozess- als auch Fertigungsautomatisierung sowie über Anwendung der

IT insbesonders von „Embedded Systems“ berichtet werden. Konkrete industrielle Anwendungen wurden vorgestellt.

H. Erbe (TU Berlin) stellte in seinem Vortrag „Erschwingliche Automatisierung für Klein- und Mittelbetriebe“ fest, dass kostengünstige Automatisierungslösungen nicht nur in der Verwendung preiswerter Hardware bestehen sondern, dass der gesamte Lebenszyklus einer Automatisierungsrichtung beachtet werden muss. Darüber hinaus ist auf einen kostengünstigen Betrieb, einschließlich der Wartung, Rücksicht zu nehmen. Als Beispiele diskutierte er kostengünstige Automatisierungslösungen für Produktionsautomatisierungseinrichtungen.

M. Hägele (IPA Stuttgart) berichtete über erste Resultate des EU geförderten Forschungsprojektes SMErob – neue Roboterlösungen für klein und mittelständische Fertigungen. Dieses Projekt hat es sich zum Ziel gesetzt in den nächsten drei Jahren modulare Roboterzellen zu entwickeln. Der Preis einer solchen Roboterzelle soll nur mehr ein Drittel des derzeitigen Preises betragen. Die gesamte Zelle soll in drei Tagen komplett installiert und arbeitsfähig sein, die Wartungskosten sollen nur mehr 5 – 10 % einer derzeitigen Zelle betragen und die Programmierzeit soll drastisch auf 10% des heutigen Aufwandes reduziert werden.

Der ehemalige IFAC Präsident P. Albertos (Universität Valencia) ging in seinem Vortrag „Embedded Control System: Cost Oriented Solutions“ darauf ein, wie mit modernen Regelungstechnischen Methoden unter Verwendung zeitgemäßer Hardware kostengünstige Lösungen erreicht werden können.

P. Kopacek (TU Wien) berichtete über kostengünstige semi-automatische Demontagezellen sowie über die Entwicklung von kostengünstigen Miniaturrobotern als erster Schritt zur Anwendung mobiler Roboter in Klein- und Mittelbetrieben.

Den Abschluss bildete der Vortrag B. Putz (TU Wien) über einen kostengünstigen Roboter für spezielle Weltraumanwendungen.

Im Rahmen des Automatisierungstages fand die Verleihung des Fred-Margulies-Preises für hervorragende Arbeiten auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik mit besonderer Berücksichtigung der sozialen und gesellschaftlichen Aspekte statt. Der Preis wurde zu gleichen Teilen an Mag. Fariba Motedayen für ihre Diplomarbeit „Roboter in der Chirurgie“, Dr. Lukas Kräuter für seine Dissertation „Quality Assurance of Prototypes“ und Dr. Heinz Köppl für seine Doktorarbeit „Nonlinear System Identification for Mixed Signal Processing“ verliehen.

Die Internationale Fachmesse für die Industrie „Vienna-tec“ bot einen nahezu idealen Rahmen für den 21. Österreichischen Automatisierungstag, welcher von ungefähr 70 Teilnehmern besucht wurde.

Der 22. österr. Automatisierungstag findet am 23. oder 24. Oktober 2007 an der Universität Linz statt.

P. Kopacek

8. IFAC Symposium on „Cost Oriented Automation: Affordable Automation Systems“

13.-15.Februar 2007
La Habana ,Kuba

Dieses schon zur Tradition gewordene IFAC Symposium fand im „Palacio de las Convenciones“ parallel zu 18 anderen wissenschaftlichen Veranstaltungen und der „12. Convention EXPO International“ - eine der größten Informatikausstellungen Südamerikas, in La Habana, Kuba statt. Die Veranstaltung wurde von der Fakultät Elektrotechnik der Technischen Universität Havanna organisiert.

Mittels 4 Survey Papers, davon eines aus Österreich, einer Podiumsdiskussion sowie 50 Technischen Papers wurde der letzte Stand und zukünftige Entwicklungstendenzen auf diesem immer wichtiger werdenden Gebiet beleuchtet. Die Übersichtsvorträge beschäftigten sich mit Entwicklungstendenzen in der Prozessautomatisierung (L. Jämsä-Jounela), industriellen und kommerziellen Anwendungen von mobilen Mini Robotern (P. Kopacek), der Verbesserung und Verfügbarkeit von Automatisierungssystemen durch besseres Human-Machine-Interface (J. Szyptko), Entwurf robuster Regelungen durch polynom Methoden (M. Sebek) und Embedded Systems in der Regelungstechnik (A. Crespo). Gemäß dieser Themenstellungen behandelten die technischen Vorträge ein breites Fachgebiet beginnend mit kollaborativen Netzwerken über Robotertechnik, kollaboratives Lernen und Arbeiten in Laboratorien bis hin zu Embedded Systemen. In einer Paneldiscussion organisiert vom ehemaligen IFAC Präsidenten M. Thoma wurden Fragen des Technologie Transfers sowohl zwischen den einzelnen Ländern als auch zwischen Universitäten und Firmen diskutiert.

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass preiswerte Automatisierungslösungen speziell für Entwicklungsländer immer wichtiger werden. Die Fortschritte der Informationstechnik liefern hier eine ausgezeichnete Grundlage. Immer wichtiger werden hier auch Recycling, Sicherheit und Verfügbarkeit sowie das Re-engineering von bestehenden Automatisierungseinrichtungen.

Das Symposium wurde von 60 bis 70 Teilnehmern, davon ca. 20% aus Kuba besucht, wobei auffiel, dass von den 50 technischen Vorträgen nur 2 ausfielen. Die Veranstaltung war bestens organisiert und bot ein reichhaltiges Sozialprogramm, unter anderem eine Ballettaufführung im Grand Theatre National.

Es bleibt abzuwarten über welche Fortschritte auf diesem Gebiet am nächsten Symposium im Oktober 2007 in Monterrey (Mexiko) berichtet werden wird.

P. Kopacek

Funktionale Sicherheit von Maschinen und Anlagen

P. Gehlen

Publicis Corporate Publishing, Erlangen, 1.Auflage 2007

352 Seiten

ISBN-13: 978-3-89578-281-7

ISBN-10: 3-89578-281-5

Produktivität, Sicherheit und Verfügbarkeit von Maschinen und Anlagen wird im Zeitalter der CIM Technologien immer wichtiger. Allerdings zwingt die Komplexität dieser zu einem hohen Standardisierungsgrad. Ein wesentliches Element der Maschinensicherheit sind 100% sichere Steuerungsabläufe.

Das vorliegende Buch beschäftigt sich ausführlich mit der DIN EN 62061 (Gestaltungsleitsätze von Steuerungen) sowie mit der ISO 13849-1, welche derzeit im Entwurf vorliegt. Diese beiden Normen bilden die Grundlage der Anwender- und Sicherheitsgrundnorm DIN EN 61508, in der die funktionale Sicherheit von elektrischen und programmierbaren elektronischen Systemen grundsätzlich festlegt ist. Um die Anforderungen der Maschinenrichtlinien bezüglich der Maschinensicherheit zu erfüllen, müssen die Hersteller von Maschinen die Produktionsabläufe über die zu konstruierende Maschine hinsichtlich der Sicherheit bewerten. Hersteller einer Maschine ist in diesem Zusammenhang auch derjenige, der eine Maschine für den Eigengebrauch konstruiert und somit in den Verkehr bringt.

Mit diesem Nachschlagewerk soll sowohl den Herstellern als auch den Verwendern von Maschinen bzw. von maschinellen Anlagen eine Hilfestellung zur Gestaltung der Maschinensicherheit gegeben werden.

Das Buch ist klar gegliedert und kann daher als Nachschlagewerk den beiden Gruppen, Anwendern und Herstellern, wärmstens empfohlen werden.

P: Kopacek

Automatisieren mit STEP 7 in AWL und SCL

Speicherprogrammierbare Steuerungen SIMATIC S7-300/400

H. Berger

Publicis Corporate Publishing, Erlangen, 5.Auflage 2006

551 Seiten, 156 Abbildungen, 140 Tabellen

ISBN 10: 3-89578-208-7

ISBN-13: 978-3-89578-208-0

SIMATIC ist ein etabliertes Automatisierungssystem für die Realisierung von Industriesteuerungen für Maschinen, fertigungstechnischen Anlagen und verfahrenstechnische Prozesse. Erforderliche Steuerungs- und Regelungsaufgaben werden mit der Programmiersoftware STEP 7 in verschiedenen Programmiersprachen formuliert.

In der fünften Auflage stellt das vorliegende Buch die Programmiersoftware STEP 7 in der aktuellsten Version vor. Es beschreibt Elemente und Anwendungen der textorientierten Programmiersprachen AWL (Anweisungsliste) und SCL (Structured Control Language) sowohl für SIMATIC S7-300 als auch für SIMATIC S7-400 inklusive der Anwendungen mit Profinet. Es wendet sich an alle Anwender von SIMATIC S7-Steuerungen. Anfänger führt es in das Gebiet der speicherprogrammierbaren Steuerungen ein, dem Praktiker zeigt es den speziellen Einsatz des Automatisierungssystems SIMATIC S7.

Alle Programmierbeispiele des Buches – und noch einige mehr – befinden sich als archivierte Baustein-Bibliotheken auf der beiliegenden Diskette. Nach dem Dearchivieren in STEP 7 lassen sich die Beispiele in AWL und SCL ansehen, in Projekte kopieren und ausprobieren.

P. Kopacek

Künstliche Intelligenz

Ein moderner Ansatz

S. Russell, P. Norvig

Pearson Education, 2.Auflage 2004
1328 Seiten, mit Abb.
ISBN: 3-8273-7089-2

Künstliche Intelligenz (KI) ist ein umfangreicher Bereich, wodurch es wenige Bücher gibt, die versuchen diesen abzudecken. Der „moderne Ansatz“ besteht darin, dass die Autoren versucht haben alle Mosaiksteine unter dem Oberbegriff der „intelligente Agent“ zusammenzufassen. KI wird hier als die Betrachtung von Agenten, die Wahrnehmungen aus der Umwelt erhalten und Aktionen ausführen, dargestellt. Jeder dieser Agenten stellt eine Funktion dar, die Wahrnehmungsfolgen auf Aktionen abbilden. Durch unterschiedliche Möglichkeiten der Darstellung dieser Funktionen erfolgen die KI Anwendungen beispielsweise auf Produktionssysteme, reaktive Agenten, Echtzeitplaner, neuronale Netzwerke und entscheidungstheoretische Systeme. So werden beispielsweise Robotik und Vision nicht als unabhängig definierte Probleme sondern als Hilfsmittel ein Ziel zu erreichen betrachtet.

Das Buch ist übersichtlich in 8 Teile gegliedert, beginnend mit der künstlichen Intelligenz über Problemlösungen, Wissen und Schließen, Planen, unsicheres Wissen und Schließen bis hin zu Kommunikation, Wahrnehmungen und Agieren. Der achte Teil bildet eine Zusammenfassung sowie einen Abschnitt über die ethische Bedeutung der KI.

Das Buch ist hauptsächlich für die Verwendung im Grundstudium oder in einer Vorlesungsfolge vorgesehen. Auf Grund der umfassenden Beschreibung und der großen Anzahl detailliert erklärter Algorithmen ist es auch als Nachschlagewerk sowohl für Studenten als auch für in der Praxis stehende Techniker gedacht. Voraussetzung für das Verständnis ist jedoch eine Vertrautheit mit grundlegenden Konzepten der Informatik (Algorithmen, Datenstrukturen, Komplexität) wobei weitere spezielle Grundvoraussetzungen in einem Anhang zusammengefasst sind.

P.Kopacek

Ein Beitrag zur Entwicklung von Sicherheitsbauteilen für Seilaufzüge

Dipl.-Ing. Karner Jürgen

Begutachter: Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr. Klaus Hoffmann

Diese Arbeit befasst sich mit der Entwicklung von Sicherheitsbauteilen für Seilaufzüge. Der Aufzug, wie er heute bekannt ist, verdankt seinen Durchbruch der Erfindung der Fangvorrichtung. Diese wurde bereits in der Mitte des 19. Jahrhunderts vorgestellt. Sie verhindert einen Absturz bei Versagen der Tragmittel. Die Gefahr war zu jener Zeit evident, da die Seile oft aus Hanf und anderen organischen Stoffen geflochten wurden.

Eingangs richtet sich der Blick auf die Anfänge der Personenbeförderung mit Aufzügen und auf einen modernen Treibscheibenlaufzug mitsamt seinem Sicherheitssystem. In der Grundkonzeption besteht ein Seilaufzug heute noch aus vergleichbaren Komponenten wie zu jener Zeit. Die erste Absturzsicherung für Aufzüge geht auf E.G. Otis zurück. Sein System kommt im wesentlichen auch heute noch zum Einsatz. Die relevanten Komponenten werden beschrieben und deren Funktion erklärt.

Es gibt eine Reihe weiterer Maßnahmen – bereits beginnend in der Produktentwicklung, bis hin zur regelmäßigen Wartung und Überprüfung -, die ein hohes Sicherheitsniveau garantieren sollen. Insbesondere wird darauf hingewiesen, wie Versuchsergebnisse mit angehängtem Gegengewicht hinsichtlich der normativen Vorschriften in Freifallsituation zu interpretieren sind. Speziell bei der Durchführung von Tests und Untersuchungen ist das theoretische Verständnis über das Verhalten von Fangvorrichtungen und deren Peripherie notwendig.

Trotz aller Sicherheitsmaßnahmen wie Gefahrenanalysen, Baumusterprüfungen, Erstabnahmen und periodischer Überprüfungen passieren immer wieder Unfälle, bei denen Personen zu Schaden kommen. Diese werden analysiert.

Das Ziel ist es jedoch, dass es erst gar nicht zu Gefahrensituationen kommt. Eine Einrichtung die beitragen kann Versagen tragender Elemente zu vermeiden ist die sog.

Lastwiegeeinrichtung. Es wird die Entwicklung einer solchen Einrichtung beschrieben. Die Besonderheit an diesem Produkt ist, dass die Funktion der Lastmessung in einen Seilfixpunkt integriert ist.

Weiters wird die Entwicklung einer kostengünstigen bidirektionalen Fangvorrichtung behandelt. Ein besonderes Merkmal des beschriebenen Produktes ist die Ausführung des Grundkörpers als Federelement. Dadurch ist die Anzahl der Bauteile sowie der Aufwand zur Herstellung relativ gering. Einen Schwerpunkt setzt die Auslegung und Einteilung der Lastbereiche mit nur 10 Varianten (Laststufen) in Auf- und Abwärtsrichtung. Für die zahlreichen Labortests mit Prototypen wurde zur Bestimmung der idealen Fanglasten ein Modell zur Vorhersage der Versuchsergebnisse entwickelt. Die erwartete Gesamtfallstrecke (Start – Auslösung - Stopp) wird auf Basis stückweise-stetiger Linearisierung des charakteristischen Bremskraftverlaufes berechnet.

Die Konzeption eines neuen Systems samt Einführung elektronischer Sicherheitsfunktionen stellt den abschließenden Teil dieser Arbeit dar. Hiermit ließen sich neue Funktionen realisieren, die in hohem Maße zur Steigerung der Sicherheit beitragen würden. Als Zwischenschritt wird am Ende dieser Arbeit ein Zwitter aus konventionellem und dem hier vorgestellten Sicherheitskonzept präsentiert, der künftig in neuen Aufzugsanlagen eingesetzt werden wird.

End of life management of flatscreens

Dipl.-Ing. Kocmann Gerald

Begutachter: o. Univ. Prof. Dipl.-Ing. Dr. Dr. h. c. mult. Peter Kopacek

Regarding the importance of environmental protection and nature conservation, the use of primary raw materials for the manufacturing of consumption goods is for the further future not possible without drastic modifications. Not only the narrowness of the stocks but also the fact, that the whole amount of production of goods is increasing make the development of new sources for raw materials necessary. Another fact is, that the space needed for the landfilling is also limited and a potential danger from the mainly in the past used harmful substances is also existing.

Under these aspects, a detailed look at the TFT- screens has been taken. A target of this thesis is to provide a rudiment for further treatment of TFT- monitors after the use with the object of closing the loop of the product life.

Initially, the technical bases of a TFT monitor are explained. The comparaison with the other technologies regarding the properties during the use but also regarding the environmental properties make the predominant advantages of the TFT- technology visible. A comparision of the TFT- principle and other used technologies is effected and the used materials and their rate in the total mass of the monitor is displayed. Then the parts that are to dismantle are identified.

The big and always increasing range of advanced applications and the growing of the whole market of the screens are then described and an adequate procedure for the recycling of TFT-monitors after the use is evaluated. The needed basics of the end of life management, the effective legal directives and the relations between the assembly and the disassembly are described.

Then a disassembly graph is generated and a disassembly cell is designed, whereas for the opening of the housing of the monitor, some versions were elaborated.

Fertiggestellte Diplomarbeiten

Marketingkonzept für Autonome Mobile Roboter, am Beispiel Roboterfußball

Reinhard Zahradník; IHRT, TU Wien

Marketingkonzept für einen Humanoiden Roboter

Thomas Gröger; IHRT, TU Wien

Datum	Veranstaltung	Ort	Weitere Informationen erhältlich bei:
17.-18.05.2007	IFAC Workshop Technology Transfer in Turkey Developing Countries: Automation in Infrastructure Creation - TT	<i>Izmir</i>	e-mail: http://web.deu.edu.tr/decom07
23.-25.5.2007	IFAC Workshop Intelligent Manufacturing Systems – IMS`2007	<i>Alicante</i> <i>Spain</i>	e-mail: ims07@dfists.ua.es http://www.aurova.ua.es:8080/iadims07/
23.-25.5.2007	IFAC Workshop Intelligent Assembly and Disassembly- IAD`2007	<i>Alicante</i> <i>Spain</i>	e-mail: iad07@dfists.ua.es http://www.aurova.ua.es:8080/iadims07/
2.-5.7.2007	ECCA IFAC Conference European Control Conference –ECCO07- in co-operation with iFAC	<i>Kos</i> <i>Greece</i>	e-mail: ecc07@mail.ntua.gr http://www.ecc07.ntua.gr/index.html
3.-5.9.2007	IFAC Symposium Intelligent Automation Vehicles – IAV 2007	<i>Toulouse</i> <i>France</i>	e-mail: iav2007@laas.fr http://www.laas.fr/iav2007/
2.-5.10.2007	IFAC Conference Cost Effective Automation in Networked Product Development and Manufacturing	<i>Monterrey</i> <i>Mexico</i>	e-mail: IFACcea07.mty@servicios.itesm.mx http://cidyt.mty.itesm.mx/ifac-CEA07/
6.-11.7.2008	IFAC Congress World Congress	<i>Seoul</i> <i>Korea</i>	e-mail: secretariat@ifac2008.org http://www.ifac2008.org
6.-8.7.2009	IFAC Symposium Identification and System Parameter Estimation – SYSID'09(15 th)	<i>St. Malo</i> <i>France</i>	e-mail: to be announced http://sysid2009.org

Instruction to authors – presented as a pattern paper (18 pt)

A. Maier, F. Huber (12 pt)
Department, Vienna, Austria

Received April 8, 1999

Abstract

This paper shows (italics, 12 pt)

1 General (14 pt)

Authors should prepare their manuscript camera ready, format A 4, 12 typeface and must present their manuscript in good quality. At the left/right edge 2.5 cm, at the top/bottom edge 3 cm. Authors are invited to use papers of this journal as a sample. Please do not use an eraser or erasing fluid. Footnotes should be avoided if possible. Authors are expected to submit their paper to one of the publishers (O.Univ.Prof.Dr. Peter Kopacek, Institute for Handling Devices and Robotics, Vienna University of Technology, Favoritenstrasse 9-11, A-1040 Vienna, Austria, Fax: +43 1 58801-31899 or O.Univ.Prof.Dr. Alexander Weinmann, Institute of Automatic Control, Vienna University of Technology, Gusshausstr. 27-29, A-1040 Vienna, Austria, Fax: +43 1 58801 37599).

2 References (14 pt)

Within the paper references should appear in the following form:
(Mayer, H., 1990) or (*Mayer, H., 1990*) (12 pt);
Mayer, H., 1990, discovered that....

3 Figures and Tables (14 pt)

Figures and Tables should be integrated in the paper and have to be referred to as Fig. 4.1 or Tab. 5.2.

4 References

References are to be listed alphabetically according to first author. (11 pt)

5 Word Processing System/Editor

Microsoft Word for Windows 1.1 or higher; Microsoft Word 5.0; TeX or LaTeX.

Österreichische Post AG

Info.Mail Entgelt bezahlt



Wenn unzustellbar, retour an:

IFAC-Beirat Österreich (E318)
Favoritenstraße 9-11, A-1040 Wien