ISSN 1562 - 2703

INTERNATIONAL JOURNAL AUTOMATION AUSTRIA

Heft 1 im Jahrgang 21 (2013)

Inhalt *Seite*

SCOPE

"International Journal Automation Austria" (IJAA) 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), Horn, M. (A), Jakubek, S. (A), Jörgl, H. P. (A), Kugi, A. (A), Noe, D. (SLO), Schaufelberger, W. (CH), Schlacher, K. (A), Schmidt, G. (D), Troch, I. (A), Vamos, T. (H), Wahl, F. (D)

Address: 1) Institut für Automatisierungs- und Regelungstechnik (E376), TU Wien,
A-1040 Wien, Gußhausstrasse 27-29, Austria
Phone: +43 1 58801 37677, FAX: +43 1 58801 37699
email: danzinger@acin.tuwien.ac.at
Homepage: http://www.acin.tuwien.ac.at/publikationen/ijaa/

2) Intelligente Handhabungs- und Robotertechnik (E325/A6), TU Wien,
A-1040 Wien, Favoritenstrasse 9-11, Austria
email: e318@ihrt.tuwien.ac.at

Layout: Rainer Danzinger
Printing: Grafisches Zentrum an der TU Wien

Modeling and simulation results for heat recovery steam generators at steelmaking

T. Steinparzer[1], M. Haider[1]
e-mail: thomas.steinparzer@tuwien.ac.at
R. Stadlmayr[2], G. Wimmer[2]
[1] Vienna University of Technology - Institut for Energy Systems and Thermodynamics
[2] Siemens VAI Metals Technologies GmbH

Abstract

Target of this work is the modeling and simulation of a waste heat boiler used for off-gas heat recovery in steelmaking. The paper describes the challengenes for the waste heat boiler operation due to the batch production process. A detailed model of the waste heat boiler and the main control circuits has been built. The controllers have been designed according to emperical methods. Simulation result are presented for the controlled waste heat boiler.

Keywords: Waste heat boiler, steam accumulator, transient process simulation, Ziegler-Nichols method, APROS.

1 Introduction

Steelmaking is an energy intensive process. As a consequence, energy optimization and an increase of the efficiency are important research areas in steel industry. As an example for a steelmaking process the energy balance of an electric arc furnace (EAF) is discussed in this section. The thermal behavior of the electric arc furnace depends on the input energy mix. The energy Sankey diagram gives an overview of the in- and output energy flows. Fig. 1 illustrates a Sankey diagram of a typical 120 to electric arc furnace. The Sankey diagram shows that about 50% of the necessary melting energy in an EAF is provided by electric energy. The major part of the residual energy input is related to the exothermic chemical reactions in the steel bath. This results from the oxidation of combustible materials in the charged scrap, iron and alloying elements. The remaining energy supply results from the natural gas burners in the furnace and the combustion of charged coal, (see [Kirschen,M.,2007]). Regarding the outlet energy flows the major part of the energy is related to the discharged steel bath and slag. The further energy amount is the heat transferred to the cooling system and the sensible heat of the off-gas. These two energy flows are in the focus for heat recovery. Additional losses are caused by radiation during furnace charging, by leakage air and by the water cooled panels of the furnace shell. Some of the largest fluctuations in temperature and mass flow in steelmaking processes off-gas occur in electric arc furnaces. A characteristic temperature and mass flow profile of an electric arc furnace is given in Fig. 2. This profil has been used as

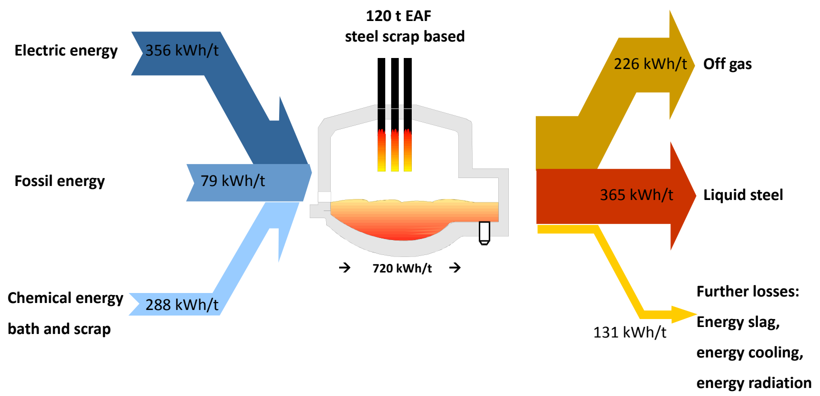


Fig. 1: Typical sankey diagram of a 120 to Electric arc furnace.

input for the calculations.

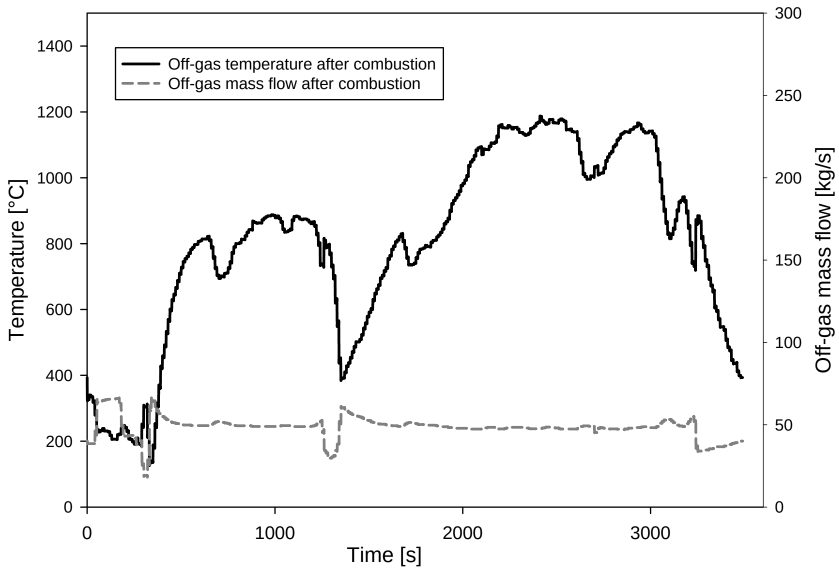


Fig. 2: Measured off-gas temperature/ mass profile of an 120to EAF.

Todays dedusting system for EAF normally use a water cooled off-gas duct. The off-gas heat is transferred to the environment via a cooling tower (no energy recovery). The new approach is to use the waste heat for energy production. A common solution is to replace the water-cooled off-gas duct by evaporation cooled systems. For water/steam as primary fluid, the off-gas duct has to be designed as a waste heat boiler. Process flow diagram is given in Fig. 3. More off-gas heat recovery concepts can be found in [Steinparzer,T.,2012]. The system consists mainly of an assisted circulation waste heat boiler (evaporator, economizer, steam drum), steam accumulators to provide the saturated steam during the idle periods of the furnace, a saturated steam turbine and a condenser for the water/ steam cycle. High gas velocities at the inlet duct and high dust load are design challenges. These challenges have been adressed by appropriate heat exchanger design.
Due to the unsteady steelmaking process advanced control strategies are necessary to handle the thermal fluctuations of the input and to ensure a constant electric

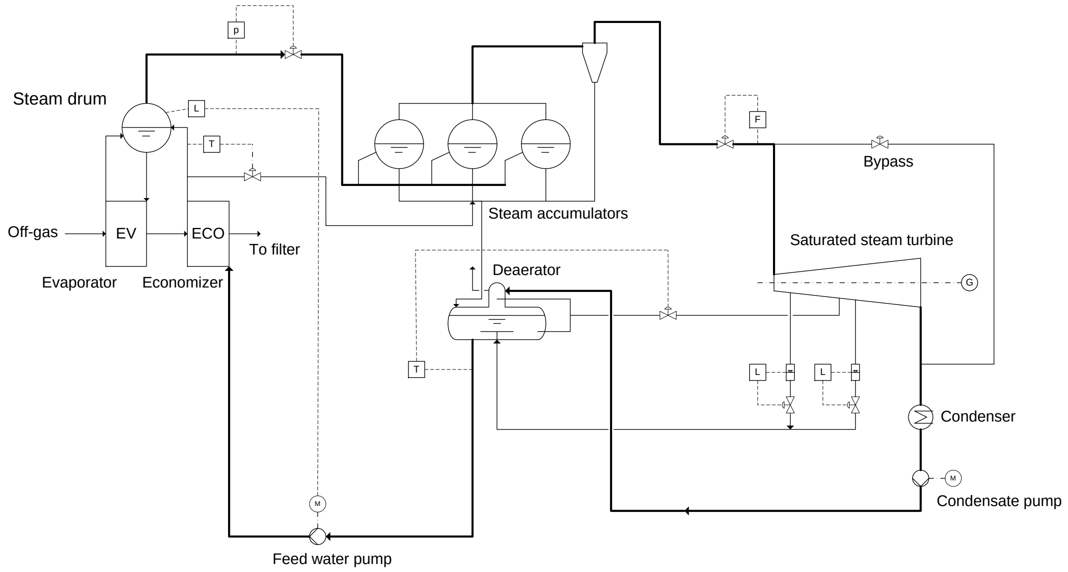


Fig. 3: Process flow diagram of the saturated steam system [Gröbel,T.,2010].

power generation. The challenges for the process control system are the liquid level control of the steam drum and the mass flow control to the steam turbine.

2 Modeling

The fluctuations in temperature and mass flow of the off-gas demand a transient simulation including the control system. The simulation tool Advanced PROcess Simulator (APROS - developed by VTT Finland) is a suitable tool for simulation of the unsteady operation of the saturated steam system.

2.1 Configuration of APROS

APROS consists of the following three subsystems.

- GUI - Graphical User Interface: The user interface is called *grades*. The different components are placed by drag and drop. Thereby a flow sheet is created.
- OPC - Process control: Is used for the simulation of the automation system.
- APROS - The calculation software itself. In APROS the conservation and constitutive equations and the solution method is implemented.

The subsystems of the program and their relations are plotted in Fig. 4.

2.2 Conservation equations

To model the two phase flow of the water steam mixture, flow models based on conservation of mass, momentum and energy balance are necessary.

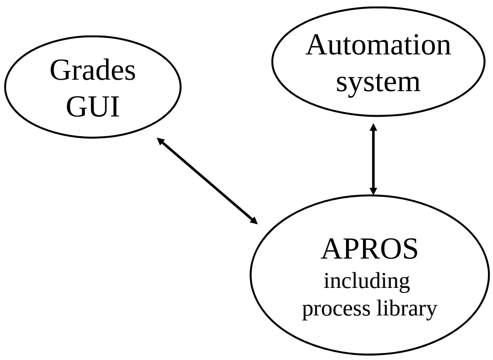


Fig. 4: Configuration of the APROS simulation software.

2.2.1 Mass balance

The mass balance is essential for dynamic systems. Due to the transient behavior of the system inlet and outlet mass flow need not to be equal. This leads to an accumulation of the system. The mass balance for the two phase fluid flow includes a mass transfer term between the phases Γ. The equation is used in its differential form.

$$\frac{\partial(\phi_k \rho_k)}{\partial t} + \frac{\partial(\phi_k \rho_k w_k)}{\partial z} = \Gamma_k \tag{1}$$

Here ϕ_k is the void fraction of the phase k. The index k represents either the liquid or gaseous phase.

2.2.2 Momentum balance

Most process simulators do not take momentum balance into account. For steady-state simulations usually a fixed pressure drop are pre-defined or simple correlations are implemented. For transient calculations and especially regarding mass flow distribution an exact calculation of the pressure drop according to the conservation of momentum is essential. The following equation considers the one dimensional momentum balance for a two phase flow in its differential form.

$$\frac{\partial(\phi_k \rho_k w_k)}{\partial t} + \frac{\partial(\phi_k \rho_k w_k^2)}{\partial z} + \phi_k \frac{\partial p}{\partial z} = \Gamma_k w_{ik} + \phi_k \rho_k g + F_{wk} + F_{ik} + F_{va} + F_{fl} + \Delta p_{pu} \tag{2}$$

The first term on the right side of Eq. 2 represents the impulse transfer between the phases. The second one is the momentum due to the hydrostatic pressure change. F_{wk} is the wall friction force for each phase. F_{ik} is the interphase friction of each phase. The indices i and w stand for the interphase and the wall. F_{va} is the friction caused by valves and F_{fl} the friction due to changes in geometry. Finally Δp_{pu} is the head of the pump.

2.2.3 Energy balance

The exact calculation of the energy equation is necessary to model transient phenomenas in heat exchangers (for example start-up) or thermal energy storage systems as steam accumulators. The energy balance given below is implemented in the process simulation software used for this work for the two phase flow.

$$\frac{\partial(\phi_k \rho_k h_k)}{\partial t} + \frac{\partial(\phi_k \rho_k w_k h_k)}{\partial z} = \phi_k \frac{\partial p}{\partial t} + \Gamma_k h_{ik} + Q_{ik} + Q_{wk} + F_{ik} u_{ik} \tag{3}$$

In Eq. 3 the specific enthalpy value h includes the specific kinetic energy $w^2/2$. $\phi_k \frac{\partial p}{\partial t}$ is the pressure change related to technical work. $\Gamma_k h_{ik}$ is the enthalpy exchange between the phases. Q_{ik} and Q_{wk} represent the heat flow from the interphase and the wall. $F_{ik} u_{ik}$ is the heat generated by interphase friction.

2.3 Constitutive laws

Besides the conservation equations a set of equations is necessary to determine empirical correlations as friction forces or heat flux due to heat transfer. Because the correlations are based on specific measurements they can only cover a part of the state variables range. Thus, various correlations could be applied.

2.3.1 Friction

For the calculation of the friction forces in the momentum balance empirical correlations are necessary. The correlations differ on the type of friction. Single phase wall friction for example are calculated according to the following correlation.

$$F_{wk} = -\frac{f_k \rho_k w_k^2}{D_H} \tag{4}$$

The friction factor f_k is a function of the relative roughness of the pipe and the Renyolds number (see [Hänninen,M.,2008]). The wall friction for the two phase flow is calculated by a two phase operator multiplied with the single phase friction factor c_k. This results to $f_k = c_k \cdot f_{sp,k}$.
The correlations for interfacial friction of a two phase flow are selected depending on the flow regime. The basic formulation is as follows.

$$F_{ik} = f(x) f_i \Delta w^2 \tag{5}$$

The interfacial friction depends on the velocity difference Δw of the phases. The factor f_i is the frictional coefficient. Whereas f(x) is a numerical shape function which ensures that the friction becomes large if one phase disappears and is therefore a function of the void fraction.

2.3.2 Heat transfer

To calculate the heat flow between wall and fluid different empirical correlations can be applied. It has to be distinguished between wall heat transfer and interfacial heat transfer. The selection of the proper wall heat transfer correlation depends on the heat transfer zones. This means if the wall is wetted, dry or a transition zone. For the heat transfer on a wetted wall for example the Dittus-Boelter correlation is widely spread for forced convection.

$$Nu = 0.023 \cdot Re_l^{0.8} \cdot Pr_l^{0.4} \tag{6}$$

In this Nusselt correlation Reynolds and Prandtl number are calculated in the liquid film.
If the wall temperature is greater than saturation temperature of the fluid the Thom correlation can be used to calculate the nucleate boiling heat transfer coefficient.

$$\alpha_l = 1971.2 \cdot e^{2p/8687000} \cdot (T_w - T_{sat}) \tag{7}$$

The total heat flux is calculated for those resistances. For a dry wall and transition zone different correlations as given in [Hänninen,M.,2008] could be applied.
The heat transfer between the two phases is calculated according to the evaporation or condensing mass flow rate. The interphase heat transfer is calculated separately for each phase.

$$\begin{aligned} \dot{q}_{ig} &= -K_{ig}(\alpha_g - \alpha_{g,sat}) \\ \dot{q}_{il} &= K_{il}(\alpha_l - \alpha_{l,sat}) \end{aligned} \tag{8}$$

Different correlations for the interphase evaporation or condensation could be used. The Shah correlation [Shah,M.,2009] is implemented in APROS for condensation .

2.3.3 Property calculations

To complete the set of equations, calculations for the material properties of the solids and fluids have to be implemented. For water steam they are based on the water steam tables.

3 Control strategy

The transient behavior of the electric arc furnace operation results in a dynamic process for the waste heat boiler. This differs from the usual steady-state heat recovery steam generator applications.

3.1 Structure of the control system

An important control output for the dynamic operation of a waste heat boiler is the liquid level control of the steam drum. The fluctuating thermal input leads to a pinch point problem for the economizer. This means that during the full load operation the behavior fits the design conditions. Steam is produced in the evaporator and the same amount of water is pumped through the economizer. But for part load conditions with gas inlet temperatures in the range of the water boiling temperature almost no steam is produced. Nevertheless liquid water has to be pumped through the economizer to prevent thermal overload and excessive steaming in the economizer. This leads to an accumulation of the liquid water in the steam drum. Hence, the controller has to ensure a minimum water circulation. In this case an inverter is used to control the feed water pump.
The boundary condition of providing a constant steam mass flow for the saturated steam turbine leads to the need of steam buffers. The steam buffer is based on a sliding pressure principle. During charinging (see Fig. 3) of the buffer tank pressure rises, whereas it decreases during discharging. A pneumatic control valve is implemented to ensure a constant mass flow.

3.2 Controller design

The controller design has been carried out in time domain, based on empirical methods regarding the response of the system. The Ziegler Nichols method according to [Jörgl,H.P.,1995] has been sucessfully used. The PID controller is set to P-characteristics ($T_n \rightarrow \infty$, $T_v \rightarrow 0$). Afterwards the controller gain has been increased until the simulation output shows a harmonic oszillation resulting from purely imaginary eigenvalues. This gain value represents $K_{p,crit}$. T_{crit} was fixed as the periodic time of the steady oscillation. According to the parameters given in Tab. 1 a PI controller was designed. The PI controller was selected, since it is the simplest realistic controller.

Tab. 1: Ziegler Nichols parameter

Controller type	P-Part	I-Part	D-Part
P	$0.5 \cdot K_{p,crit}$	-	-
PD	$0.8 \cdot K_{p,crit}$	-	$0.12 \cdot T_{crit}$
PI	$0.45 \cdot K_{p,crit}$	$0.85 \cdot T_{crit}$	-
PID	$0.6 \cdot K_{p,crit}$	$0.5 \cdot T_{crit}$	$0.12 \cdot T_{crit}$

4 Simulation

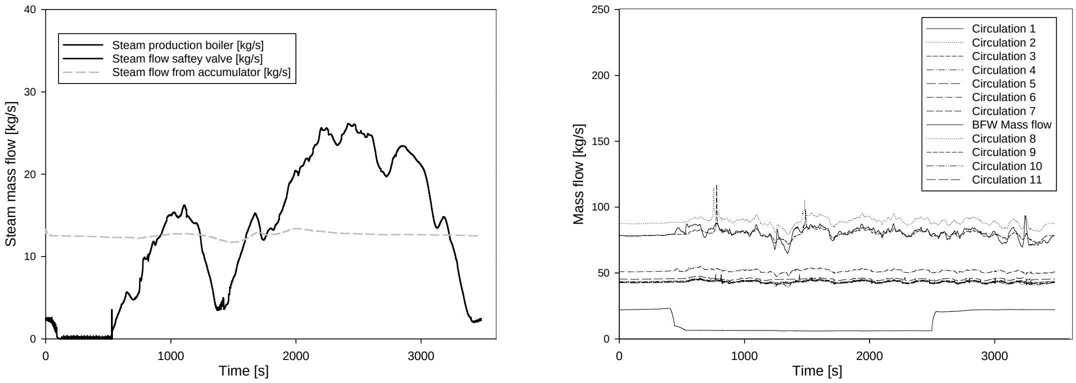
Detailed models of the waste heat boiler and steam accumulator shown in Fig. 3 have been derived. Steam turbine, condenser and feed water tank are modeled as boundary conditions (no thermal inertia), because of their steady behavior. For the simulation of the steam generator the six equation model given in section 2 has been implemented. The controller design has been carried out according to section 3.
The waste heat boiler is described by a multi input - multi output (MIMO) model see section 2. In order to achieve a non-interacting controller of the system outputs (water level steam drum, temperature, pressure) the PID controller network may be extended by a so called decoupling network, which allows to control each system output independent of each other. Please note that this extension is not treated in this paper.

4.1 Simulation results

The main simulation results regarding the control of the feed water pump and the steam mass flow to the steam turbine are presented within this paragraph.

4.1.1 Simulation results for the waste heat boilers

Fig. 5 shows the steam production and the circulation mass flow distribution of the waste heat boiler. Both results are the most important regarding economic evaluation and thermal stability of the waste heat boiler. The steam production follows the temperature profile in a more or less similar way. The small peak at second 400 results from the blast of steam due to the large inlet gas temperature gradient. As illustrated in Fig. 5(a) the steam mass flow to the saturated steam turbine is held nearly constant by the designed controller.



(a) Steam production (b) Circulation mass flow

Fig. 5: Simulation results of the waste heat boiler.

Fig. 5(b) shows a stable mass flow in all pipe groups of the steam generator. The largest variations in mass flow occure in the front passes of the waste heat boiler (circulation 1 to 4) because of the high heat flux in these sections. The minimum mass velocity for sufficient cooling has been reached in each heating surface.
In Fig. 6 the feed water pump mass flow and liquid level in the steam drum is plotted. The simulation shows the proper behavior of the feed water pump. The mass flow through the economizer stays within a minimum value, also if steam drum liquid level exceeds the set point of 1m. Furthermore a bypass control valve between economizer outlet and steam accumulator is implemented. This ensures the necessary mass flow through the economizer to avoid steaming for every load point. The bypass valve is not necessary for this inlet temperature and mass flow profile. Nevertheless, in real furnace operation the inlet temperature profiles will differ slightly for each batch. Hence, such a control scheme will be derived in the future.

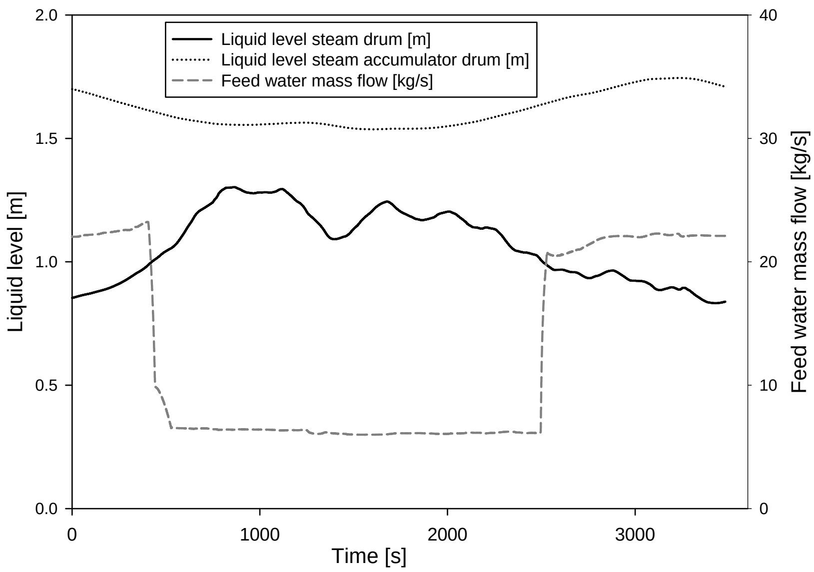


Fig. 6: Liquid level steam drum and mass flow economizer.

4.1.2 Simulation results for the steam accumulators

Fig. 7 shows the sliding pressure inside the steam accumulator. The sliding pressure inside the buffer is below the boiler pressure and above the minimum inlet pressure of the steam turbine for each load point. During time intervall 1000s until 1500s and especially between second 2000 and 3000 the buffer is charged and pressure rises. In this time liquid water is condensated and stored inside the tank. If liquid level inside the steam buffer increases too much, then the liquid water phase is used for heating up boiler feed water from the condenser to degassing temperature. Otherwise valuable saturated steam from the turbine has to be used for this purpose. During time intervall 3000s until 1000s (cyclic batch process) the buffer is discharged therefore pressure decreases and liquid water evaporates. Fig. 5(a) shows that the designed controller meets the requirement of constant steam mass flow.

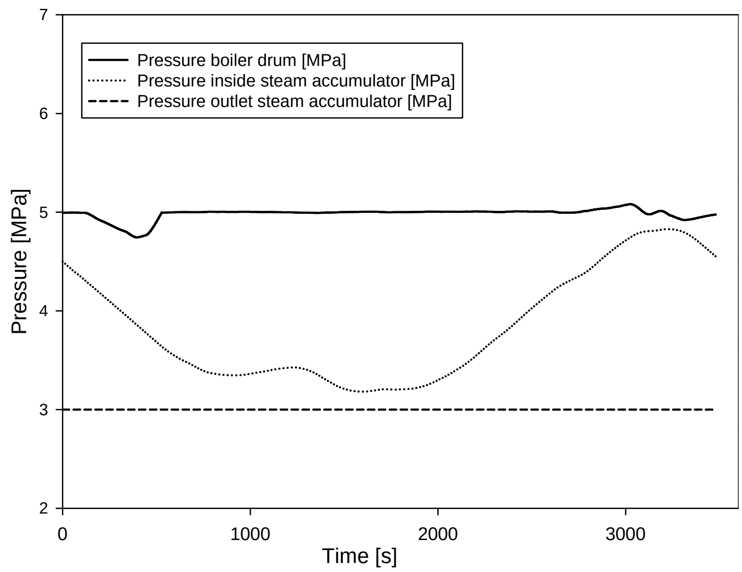


Fig. 7: Pressure inside steam accumulator.

5 Summary and conclusion

This paper deals mainly with the modeling of a waste heat recovery boiler for steel-making. A detailed model for the steam generator, the water/ steam separation and the steam accumulators has been derived. The model is implemented as APROS simulation, which allows an efficient numerical simulation of the physical model together with the designed controllers. The simulation result condsiders a typical discontinuous batch process. The presented controller leads to a good behavior for the dynamic process and it meet the given specifications.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the financial support of the "COMET K1-Met - Competence Center for Excellent Technologies in Advanced Metallurgical and Environmental Process Development" of the Austrian Federal Ministry for Transport, Innovation and Technology (BMVIT), the Austrian Federal Ministry of Economy, Family and Youth (BMWFJ), the Austrian Research Promotion Agency (FFG), the Province of Styria and the Styrian Business Promotion Agency (SFG).

Notation and Abbreviations

Tab. 2: Abbreviations

Abbreviations	**Text**
EAF	Electric arc furnace
EV	Evaporator
ECO	Economizer
BFW	Boiler feed water
APROS	Advanced process simulator
GUI	Graphical user interface
Nu	Nusselt number
Re	Reynolds number
Pr	Prandtl number

Tab. 3: Notation

Symbol	**Unit**	**Definition**
ρ	kg/m^3	Density
A	m^2	Surface Area
t	s	Time
z	m	Axial coordinate
w	m/s	Flow velocity
Γ	kg/s	Interphase mass transfer
p	MPa	Pressure
g	$\frac{m}{s^2}$	Gravity
h	$\frac{J}{kg}$	Specific enthalpy including kinetic energy
ϕ	$-$	Volume fraction gas
S	$-$	Source term
F	N	Force
Q	W	Heat flow
f	$-$	Friction coefficient
D_H	m	Hydraulic diameter
T	$°C$	Temperature
α	$\frac{W}{m^2K}$	Heat transfer coefficient
K_p	$-$	Controller gain
T_n	$1/s$	Resetting time
T_v	$1/s$	Lead time

References

[Kirschen,M.,2007] M. Krischen; "Energieeffizienz und Emissionen der Lichtbogenöfen in der Stahlindustrie"; Verlag Stahleisen GmbH, 2007

[Gröbel,T.,2010] T. Gröbel,D. Huber, D. Kreuzer, S. Posch, M. Haider; "Heat recovery steelmaking - Workpackages 1-5", Vienna University of Technology - Institute for Energy Systems and Thermodynamics, August, 2010

[Steinparzer,T.,2012] T. Steinparzer, M. Haider, T. Gröbl, A. Fleischanderl, G. Enickl, A. Hampel, F. Zauner; "Concepts and simulation results for heat recovery plants based on thermal energy storage systems for electric arc furnaces"; stahl und eisen, 11/2012

[Hänninen,M.,2008] M. Hänninen, J. Ylijoki; "The one-dimensional separate two-phase flow model of APROS"; VTT Research NOTES 2443, 2008

[Shah,M.,2009] M. M. Shah; "An Improved and Extended General Correlationfor Heat Transfer During Condensationin Plain Tubes",HVAC&R Research; 2009, 15, 889-913

[Jörgl,H.P.,1995] H. P. Jörgl; "Repetitorium Regelungstechnik"; Oldenburg Verlag, 1995

Identifikation der Rotorzeitkonstante bei freilaufender Asynchronmaschine unter Verwendung der Momentenverstimmung

D. Muschick, R. Bauer*, N. Dourdoumas, W. Rossegger*
Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik,
Technische Universität Graz, Österreich
* Kristl, Seibt & Co., Graz, Österreich

Kurzfassung
Dieser Artikel beschreibt einfache Methoden zur Bestimmung der Rotorzeitkonstante bei einer freilaufenden Asynchronmaschine. Das durch einen geregelten Drehzahlverlauf vorgegebene echte Moment wird mit dem geschätzten verglichen; Abweichungen lassen je nach Betriebspunkt Rückschlüsse auf den Schätzfehler bei der Rotorzeitkonstante zu. Eine iterative Vorgehensweise erlaubt zudem eine Bestimmung der Rotorzeitkonstante, welche von allen anderen Parameterschätzwerten vollkommen unabhängig ist.

1 Einleitung

Bei der Regelung einer Asynchronmaschine benötigt man die Kenntnis bestimmter Maschinenparameter. Für die oft angewandte Methode der feldorientierten Regelung ist die wichtigste Größe die Rotorzeitkonstante. Diese lässt sich nicht mit vertretbarem Aufwand messen; zusätzlich ist sie großen, temperaturabhängigen Schwankungen unterworfen. Für eine hohe Regelgüte muss daher mittels modellbasierter Methoden und der vorhandenen Messgrößen (Statorspannungen und -ströme, Rotordrehzahl) auf die Rotorzeitkonstante geschlossen werden.

In der Literatur finden sich mannigfaltige Ansätze für die Bestimmung der Rotorzeitkonstante. Diese erfolgt entweder durch die Auswertung von Testläufen (*offline*) oder im Betrieb (*online*) [9, 10, 12]. Während die offline-Methoden ungeeignet sind, auf die Änderung der Rotorzeitkonstante zu reagieren, erfordern die online-Methoden meist hohe Rechenleistung und sind empfindlich gegenüber Messrauschen und der Unsicherheit anderer Maschinenparameter. Eine gute Übersicht ist in [11] zu finden.

Dieser Beitrag stellt eine Alternative zu der klassischen *offline*-Ermittlung der Rotorzeitkonstante durch einen Kurzschlussversuch vor [5, 6]. Im Gegensatz zu dieser erfordert die vorgestellte Methode keinen physikalischen Eingriff (Festklemmen des Rotors) und ergänzt so die, meist im Leerlauf durchgeführten, Versuche zur Bestimmung der übrigen Parameter. Ferner kann sie in bestimmten Anwendungsfällen zur iterativen Adaptierung der Rotorzeitkonstante während des Betriebs eingesetzt werden.

Die grundlegende Idee besteht darin, dass sich bei falsch geschätzter Rotorzeitkonstante ein falsches Drehmoment einstellt [2, 8]. Ein Vergleich von wahrem und geschätztem Moment lässt einen Rückschluss auf die Abweichung der wahren von der geschätzten Rotorzeitkonstante zu. Da das wahre Drehmoment nicht gemessen werden kann, wird ein

Drehzahlregler eingesetzt. Bei einer freilaufenden Maschine errechnet sich dann das wahre Drehmoment aus dem gewünschten Drehzahlverlauf.

Im zweiten Kapitel werden die Auswirkungen einer falsch geschätzten Rotorzeitkonstante auf den stationären Zustand einer Asynchronmaschine untersucht. Im dritten Kapitel werden Methoden vorgestellt, welche die dabei gewonnenen Erkenntnisse bei einer freilaufenden Maschine ausnutzen, um sowohl die Rotorzeitkonstante als auch das Trägheitsmoment zu bestimmen. Abschließend werden die Ergebnisse durch Simulationen und Messungen auf ihre Gültigkeit und Tauglichkeit überprüft.

2 Auswirkungen einer falsch geschätzten Rotorzeitkonstante

Das Standardmodell der stromgesteuerten Asynchronmaschine in einem mit dem Rotor mitdrehenden Koordinatensystem (RKS) wird durch

$$\tau_\mathrm{R}\frac{\mathrm{d}\Psi_\mathrm{R}^\mathrm{R}}{\mathrm{d}t} = -\Psi_\mathrm{R}^\mathrm{R} + L_\mathrm{h} i_\mathrm{S}^\mathrm{R} \tag{1}$$

$$\frac{J}{p}\frac{\mathrm{d}\omega_\mathrm{R}}{\mathrm{d}t} = m_\mathrm{M} - m_\mathrm{L} \tag{2}$$

angegeben [7].

Dabei bezeichnet $\Psi_\mathrm{R}^\mathrm{R}$ den Rotorflussraumzeiger und ω_R die elektrische Rotorwinkelgeschwindigkeit. Letztere ist das Produkt aus mechanischer Winkelgeschwindigkeit ω_mech und Polpaarzahl p. Als Eingangsgrößen treten der Ständerstromraumzeiger i_S^R und das Lastmoment m_L auf. Das Luftspaltmoment m_M wird über die nichtlineare algebraische Gleichung

$$m_\mathrm{M} = \frac{3}{2}p\frac{L_\mathrm{h}}{L_\mathrm{R}}\mathrm{Im}\{\Psi_\mathrm{R}^\mathrm{R}\bar{i}_\mathrm{S}^\mathrm{R}\} \tag{3}$$

bestimmt, wobei $\bar{i}_\mathrm{S}^\mathrm{R}$ den konjugiert komplexen Stromraumzeiger bezeichnet.

Die Rotorzeitkonstante ist durch den Quotienten $\tau_\mathrm{R} := L_\mathrm{R}/R_\mathrm{R}$ definiert. Es symbolisieren R_R den Rotorwiderstand, L_R die Rotorinduktivität, L_h die Hauptinduktivität und J das Trägheitsmoment der Maschine.

Im weiteren Verlauf wird es sich als nützlich erweisen, die elektrischen Größen auch relativ zum Rotorflussraumzeiger $\Psi_\mathrm{R}^\mathrm{R}$ zu betrachten

$$i_\mathrm{S}^\Psi = i_\mathrm{Sd} + j i_\mathrm{Sq} = i_\mathrm{S}^\mathrm{R} e^{-j\rho}, \tag{4}$$

wobei ρ dem Winkel zwischen Rotor und Rotorflussraumzeiger entspricht. Damit vereinfacht sich (3) mit $\Psi_\mathrm{R} := |\Psi_\mathrm{R}^\mathrm{R}|$ zu

$$m_\mathrm{M} = \frac{3}{2}p\frac{L_\mathrm{h}}{L_\mathrm{R}}\Psi_\mathrm{R} i_\mathrm{Sq}. \tag{5}$$

Der Betrag des Rotorflusses genügt analog zu (1) der Differentialgleichung

$$\tau_\mathrm{R}\frac{\mathrm{d}\Psi_\mathrm{R}}{\mathrm{d}t} = -\Psi_\mathrm{R} + L_\mathrm{h} i_\mathrm{Sd}. \tag{6}$$

Daher werden die Stromkomponenten i_{Sd} und i_{Sq} auch als fluss- bzw. momentenbildende Ströme bezeichnet.

Ein trivialer Beobachter für den Rotorfluss bildet obiges Modell nach; für die Rotorzeitkonstante τ_{R} und die Hauptinduktivität L_{h} werden jedoch Schätzwerte $\hat{\tau}_{\mathrm{R}}$ bzw. $\hat{L}_{\mathrm{h}}$ herangezogen:

$$\hat{\tau}_{\mathrm{R}} \frac{\mathrm{d}\hat{\Psi}_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}}}{\mathrm{d}t} = -\hat{\Psi}_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}} + \hat{L}_{\mathrm{h}} i_{\mathrm{S}}^{\mathrm{R}}. \tag{7}$$

Im LAPLACE-Bereich wird der Zusammenhang durch

$$\hat{\Psi}_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}}(s) = \hat{G}_{\Psi_{\mathrm{R}} i_{\mathrm{S}}}(s) i_{\mathrm{S}}^{\mathrm{R}}(s) = \frac{\hat{L}_{\mathrm{h}}}{\hat{\tau}_{\mathrm{R}} s + 1} i_{\mathrm{S}}^{\mathrm{R}}(s)$$

ausgedrückt. Zur Analyse der Auswirkungen einer falsch geschätzten Rotorzeitkonstante schreibt man das Verhältnis von wahrem zu geschätztem Rotorfluss an [4]:

$$\frac{\Psi_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}}(s)}{\hat{\Psi}_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}}(s)} = \frac{G_{\Psi_{\mathrm{R}} i_{\mathrm{S}}}(s)\, i_{\mathrm{S}}^{\mathrm{R}}(s)}{\hat{G}_{\Psi_{\mathrm{R}} i_{\mathrm{S}}}(s)\, i_{\mathrm{S}}^{\mathrm{R}}(s)} = \frac{L_{\mathrm{h}}}{\hat{L}_{\mathrm{h}}} \frac{\hat{\tau}_{\mathrm{R}} s + 1}{\tau_{\mathrm{R}} s + 1}. \tag{8}$$

Im eingeschwungenen Zustand strebt der Betrag des Rotorflusses gegen seinen Grenzwert

$$\Psi_{\mathrm{R}} = L_{\mathrm{h}} i_{\mathrm{Sd}}. \tag{9}$$

Sowohl der Rotorfluss- als auch der Stromraumzeiger drehen sich dort mit konstanter Schlupfgeschwindigkeit ω_{S} über den Rotor hinweg

$$\omega_{\mathrm{S}} := \frac{\mathrm{d}\rho}{\mathrm{d}t} = \frac{L_{\mathrm{h}}}{\tau_{\mathrm{R}}} \frac{i_{\mathrm{Sq}}}{\Psi_{\mathrm{R}}} = \frac{1}{\tau_{\mathrm{R}}} \frac{i_{\mathrm{Sq}}}{i_{\mathrm{Sd}}}. \tag{10}$$

Da die Ströme vorgegeben werden, muss die wahre Schlupfgeschwindigkeit mit der geschätzten übereinstimmen

$$\omega_{\mathrm{S}} = \frac{1}{\tau_{\mathrm{R}}} \frac{i_{\mathrm{Sq}}}{i_{\mathrm{Sd}}} \stackrel{!}{=} \hat{\omega}_{\mathrm{S}} = \frac{1}{\hat{\tau}_{\mathrm{R}}} \frac{\hat{i}_{\mathrm{Sq}}}{\hat{i}_{\mathrm{Sd}}}. \tag{11}$$

Mit den Abkürzungen

$$\gamma := \frac{\hat{i}_{\mathrm{Sq}}}{\hat{i}_{\mathrm{Sd}}}, \qquad \kappa := \frac{\tau_{\mathrm{R}}}{\hat{\tau}_{\mathrm{R}}} > 0 \tag{12}$$

ergibt sich aus (8) für $s = j\omega_{\mathrm{S}}$ folgender Zusammenhang:

$$\frac{\Psi_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}}(j\omega_{\mathrm{S}})}{\hat{\Psi}_{\mathrm{R}}^{\mathrm{R}}(j\omega_{\mathrm{S}})} = \frac{L_{\mathrm{h}}}{\hat{L}_{\mathrm{h}}} \frac{j\gamma + 1}{j\kappa\gamma + 1} = \frac{L_{\mathrm{h}}}{\hat{L}_{\mathrm{h}}} \left(\frac{1 + \kappa\gamma^2}{1 + \kappa^2\gamma^2} + j \frac{\gamma(1-\kappa)}{1 + \kappa^2\gamma^2} \right). \tag{13}$$

Es kommt also zu einer Phasenverschiebung um den Winkel $\Delta\rho := \rho - \hat{\rho}$ und einer Betragsänderung. Die Phasenverschiebung kann angenähert werden durch

$$\Delta\rho = \arctan\left(\frac{\gamma(1-\kappa)}{1 + \kappa\gamma^2} \right) \stackrel{\Delta\rho \ll 1}{\approx} \frac{\gamma(1-\kappa)}{1 + \kappa\gamma^2}. \tag{14}$$

Sie ist unabhängig von dem Schätzwert für die Hauptinduktivität $\hat{L}_\mathrm{h}$. Ihr Vorzeichen wird durch κ und γ festgelegt

$$\operatorname{sign}(\Delta\rho) = \begin{cases} \operatorname{sign}(\gamma), & \kappa < 1 \\ -\operatorname{sign}(\gamma), & \kappa > 1 \end{cases}. \tag{15}$$

Die wahren Ströme entsprechen den um $-\Delta\rho$ gedrehten geschätzten Strömen $\hat{i}_\mathrm{Sd}$ und $\hat{i}_\mathrm{Sq}$:

$$\begin{pmatrix} i_\mathrm{Sd} \\ i_\mathrm{Sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos\Delta\rho & \sin\Delta\rho \\ -\sin\Delta\rho & \cos\Delta\rho \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{i}_\mathrm{Sd} \\ \hat{i}_\mathrm{Sq} \end{pmatrix}. \tag{16}$$

Für kleine Winkel $\Delta\rho$ genügt die lineare Approximation

$$\begin{aligned} i_\mathrm{Sd} &\approx \hat{i}_\mathrm{Sd} + \Delta\rho\, \hat{i}_\mathrm{Sq} \\ i_\mathrm{Sq} &\approx \hat{i}_\mathrm{Sq} - \Delta\rho\, \hat{i}_\mathrm{Sd} \end{aligned} \tag{17}$$

und man erhält für die Relationen zwischen wahren und geschätzten Strömen

$$\frac{i_\mathrm{Sd}}{\hat{i}_\mathrm{Sd}} \approx 1 + \gamma\,\Delta\rho, \qquad \frac{i_\mathrm{Sq}}{\hat{i}_\mathrm{Sq}} \approx 1 - \frac{\Delta\rho}{\gamma}. \tag{18}$$

Das Verhältnis von wahrem zu geschätztem Luftspaltmoment kann dann mit

$$\begin{aligned} \frac{m_\mathrm{M}}{\hat{m}_\mathrm{M}} &= \left(\frac{L_\mathrm{h}}{\hat{L}_\mathrm{h}}\right)^2 \frac{i_\mathrm{Sd}}{\hat{i}_\mathrm{Sd}} \frac{i_\mathrm{Sq}}{\hat{i}_\mathrm{Sq}} \approx \left(\frac{L_\mathrm{h}}{\hat{L}_\mathrm{h}}\right)^2 (1 + \gamma\,\Delta\rho) \left(1 - \frac{\Delta\rho}{\gamma}\right) \overset{\Delta\rho^2 \approx 0}{\approx} \\ &\approx \left(\frac{L_\mathrm{h}}{\hat{L}_\mathrm{h}}\right)^2 \left[1 + \left(\gamma - \frac{1}{\gamma}\right) \Delta\rho\right] \end{aligned}$$

abgeschätzt werden. Mit der Näherung (14) für $\Delta\rho$ ergibt sich

$$\frac{m_\mathrm{M}}{\hat{m}_\mathrm{M}} \approx \left(\frac{L_\mathrm{h}}{\hat{L}_\mathrm{h}}\right)^2 \frac{1 + \frac{\kappa}{\gamma^2}}{\kappa + \frac{1}{\gamma^2}} \tag{19}$$

als Funktion der Verhältnisse $L_\mathrm{h}/\hat{L}_\mathrm{h}$, κ und γ.

Umgekehrt kann das Verhältnis von wahrer zu geschätzter Rotorzeitkonstante durch

$$\kappa := \frac{\tau_\mathrm{R}}{\hat{\tau}_\mathrm{R}} \approx \frac{\gamma^2 - \frac{m_\mathrm{M}}{\hat{m}_\mathrm{M}} \left(\frac{\hat{L}_\mathrm{h}}{L_\mathrm{h}}\right)^2}{\gamma^2 \frac{m_\mathrm{M}}{\hat{m}_\mathrm{M}} \left(\frac{\hat{L}_\mathrm{h}}{L_\mathrm{h}}\right)^2 - 1} \tag{20}$$

angegeben werden. Damit ist es möglich, bei Kenntis des wahren Moments m_M sowie der wahren Hauptinduktivität L_h *direkt* auf die Rotorzeitkonstante τ_R zu schließen!

In Abb. 1 sind Verläufe von $m_\mathrm{M}/\hat{m}_\mathrm{M}$ über γ für verschiedene Werte von κ zu sehen. Es gilt die Annahme $\hat{L}_\mathrm{h} = L_\mathrm{h}$. Die Näherungsformel (19) besitzt folgende Symmetrieeigenschaften:

$$\frac{m_\mathrm{M}}{\hat{m}_\mathrm{M}} \left(\frac{1}{\gamma}, \kappa\right) = \frac{m_\mathrm{M}}{\hat{m}_\mathrm{M}} \left(\gamma, \frac{1}{\kappa}\right) = \frac{\hat{m}_\mathrm{M}}{m_\mathrm{M}} (\gamma, \kappa)\,. \tag{21}$$

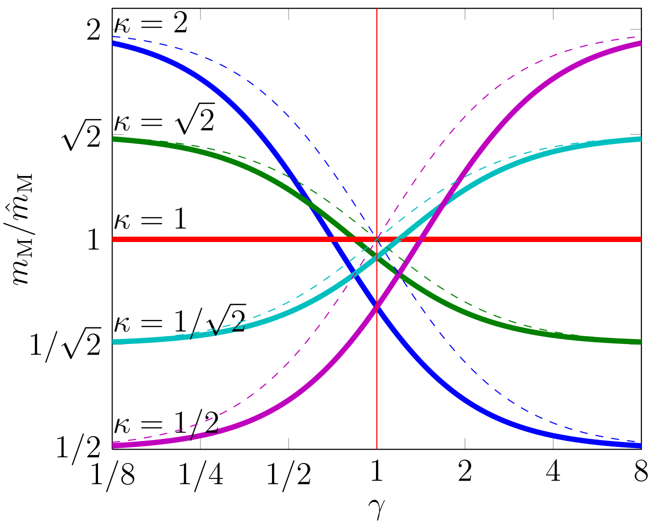


Abbildung 1: Wahres vs. geschätztes Drehmoment über verschiedene geforderte Momente bei gleichem Rotorfluss. Durchgezogen exakt, strichliert nach (19) berechnet.

Zu deren Verdeutlichung sind die Achsen logarithmisch skaliert.

Prinzipiell kann folgendes (auch anhand von (19) ersichtliche) qualitative Verhalten beobachtet werden:

$$\frac{m_{\mathrm{M}}}{\hat{m}_{\mathrm{M}}} \approx \begin{cases} \kappa & \text{für } |\gamma| \ll 1 \\ 1 & \text{für } |\gamma| \approx 1 \\ \frac{1}{\kappa} & \text{für } |\gamma| \gg 1 \end{cases} . \tag{22}$$

Zwei Fälle verdienen eine genauere Betrachtung:

Fall $\gamma = 0$: Bei gefordertem Nullmoment ist $\hat{i}_{\mathrm{Sq}} = 0$, also auch $\gamma = 0$. Das theoretische Verhältnis $m_{\mathrm{M}}/\hat{m}_{\mathrm{M}} = \kappa$ spielt keine Rolle, es kommt zu keiner Verstimmung (siehe auch Glg. (13): der Imaginärteil wird null, das Verhältnis der Beträge wird durch das Verhältnis $L_{\mathrm{h}}/\hat{L}_{\mathrm{h}}$ bestimmt):

$$\hat{m}_{\mathrm{M}} = 0 \quad \rightarrow \quad \gamma = 0 \quad \rightarrow \quad \begin{cases} \Psi_{\mathrm{R}} = \frac{L_{\mathrm{h}}}{\hat{L}_{\mathrm{h}}} \hat{\Psi}_{\mathrm{R}} \\ \Delta\rho = 0 \\ i_{\mathrm{Sd}} = \hat{i}_{\mathrm{Sd}}, \qquad i_{\mathrm{Sq}} = \hat{i}_{\mathrm{Sq}} \end{cases} . \tag{23}$$

Fall $\gamma = 1$: Stimmen der momentenbildende und der flussbildende Strom überein, $\hat{i}_{\mathrm{Sd}} = \hat{i}_{\mathrm{Sq}}$, so gilt $m_{\mathrm{M}} < \hat{m}_{\mathrm{M}}$. Diese Konfiguration entspricht der Maximierung des Drehmoments bei beschränktem Strom (*maximum torque per amp*, [1]). Bei einer Verstimmung $\Delta\rho \neq 0$ beträgt das Verhältnis der wahren Ströme $i_{\mathrm{Sq}}/i_{\mathrm{Sd}}$ bei gleichem Betrag $|i_{\mathrm{S}}| = \sqrt{i_{\mathrm{Sd}}^2 + i_{\mathrm{Sd}}^2}$ *nicht* eins. Die Abweichung der echten Rotorzeitkonstante von der geschätzten muss also zu einem niedrigeren Moment führen.

Ein eindeutiger Rückschluss von dem Verhältnis $m_{\mathrm{M}}/\hat{m}_{\mathrm{M}}$ auf κ ist in diesem Betriebspunkt und dessen Umgebung nicht möglich! Eine Parameteridentifikation von τ_{R} kann jedoch über eine Drehzahlmaximierung erfolgen [3]. Dabei wird unter geschwindigkeitsproportionaler Last der Schätzwert $\hat{\tau}_{\mathrm{R}}$ so lange verändert, bis das sich ergebende Moment die maximale stationäre Drehzahl bewirkt. Da immer auf stationäre mechanische Verhältnisse „gewartet“ werden muss, erweist sich diese Methode allerdings als sehr zeitaufwändig.

Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass die Hauptinduktivität bekannt ist, d.h. $L_\mathrm{h}/\hat{L}_\mathrm{h} = 1$.

3 Freilaufende Maschine

Die Bestimmung der Rotorzeitkonstante τ_R wird wesentlich vereinfacht, wenn die Asynchronmaschine ungebremst und unbelastet laufen kann:

$$\frac{J}{p}\frac{\mathrm{d}\omega_\mathrm{R}}{\mathrm{d}t} = m_\mathrm{M}, \quad m_\mathrm{L} = 0. \tag{24}$$

Diese Annahme ist bei großen Maschinen, wie sie in Prüfständen eingesetzt werden, realistisch, da diese ein hohes Trägheitsmoment besitzen.

3.1 Direkte Bestimmung von $\tau_\mathbf{R}$ über $m_\mathbf{M}/\hat{m}_\mathbf{M}$

Über die Näherungsformel (20) kann bei Kenntnis des Moments m_M direkt auf die Rotorzeitkonstante geschlossen werden. Das Verhältnis der Ströme γ muss dabei, wie bereits ausgeführt, möglichst fern von eins gewählt werden.

Im lastfreien Fall kann das Moment m_M über den messbaren Verlauf der Winkelgeschwindigkeit ω_R bestimmt werden, sofern das Trägheitsmoment J bekannt ist. Die dazu nötige Differentiation von ω_R wird vermieden, indem man dem Moment m_M ein bekanntes Verhalten aufprägt.

Dazu wird ein integrierender Drehzahlregler eingesetzt, so dass die Asynchronmaschine einer Drehzahlrampe mit Steigung α

$$\omega_\mathrm{R}^*(t) = \omega_\mathrm{R}(t_0) + \alpha \cdot (t - t_0) \tag{25}$$

stationär genau folgt:

$$\hat{m}_\mathrm{M} = k_\mathrm{p}\Delta\omega_\mathrm{R} + k_\mathrm{i}\int_{t_0}^{t} \Delta\omega_\mathrm{R}\mathrm{d}\tau, \quad \Delta\omega_\mathrm{R} = \omega_\mathrm{R}^* - \omega_\mathrm{R}. \tag{26}$$

Das im eingeschwungenen Zustand erzeugte Moment berechnet sich nun zu

$$\lim_{t\to\infty} m_\mathrm{M} = \frac{J}{p}\alpha. \tag{27}$$

Aus (20) kann damit annähernd auf die Rotorzeitkonstante geschlossen werden.

Da diese Näherungsformel für kleinere Abweichungen $\Delta\rho$ genauer wird, kann diese Methode auch iterativ durchgeführt werden, indem die Rotorzeitkonstante schrittweise angepasst wird. Dem stehen das Messrauschen und andere Störungen gegenüber, welche der genauen Bestimmung der Verhältnisse $m_\mathrm{M}/\hat{m}_\mathrm{M}$ und γ entgegenwirken.

Problematisch ist außerdem, dass das Trägheitsmoment J genau bekannt sein muss. Dieses kann aber im selben Versuchsablauf mitbestimmt werden.

3.1.1 Bestimmung des Trägheitsmomentes J

Die Asynchronmaschine drehe sich mit konstanter Drehzahl ohne aufgeschaltetes Moment

$$\omega_{\mathrm{R}} = \omega_{\mathrm{R},0} = \text{konst}, \qquad \hat{m}_{\mathrm{M}} = \frac{\mathrm{d}\hat{\rho}}{\mathrm{d}t} = \gamma = 0. \tag{28}$$

Ohne Einwirkung eines Moments kommt es zu keiner Verstimmung, es gilt $\hat{\rho} = \rho$, $\hat{i}_{\mathrm{Sd}} = i_{\mathrm{Sd}}$. Nun wird zum Zeitpunkt $t = t_0$ ein Momentensprung $m_{\mathrm{M}} \stackrel{!}{=} m_{\mathrm{M}}^*$ in Form der oben beschriebenen Drehzahlrampe kommandiert. Auf Grund der relativ großen Zeitkonstante τ_{R} wird eine Verstimmung nur langsam eintreten, es gilt im ersten Moment näherungsweise $\hat{\rho} = \rho$, also auch $\hat{m}_{\mathrm{M}} = m_{\mathrm{M}}$.

Betrachtet man ein Zeitintervall kurz nach dem Momentensprung $[t_0 + \Delta t,\ t_f]$, mit $0 < \Delta t \ll \hat{\tau}_{\mathrm{R}}$, in welchem noch keine nennenswerte Verstimmung aufgetreten ist (z.B. $t_f - t_0 < \hat{\tau}_{\mathrm{R}}/2$), so kann durch den Vergleich von berechneter zu wahrer Winkelgeschwindigkeit ein Schätzwert für das Trägheitsmoment J ermittelt werden. Dazu bildet man den Mittelwert über die geschätzte Beschleunigung

$$\frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_{\mathrm{R}}}{\mathrm{d}t} = \frac{p}{\hat{J}}\bar{m}_{\mathrm{M},k}, \quad \bar{m}_{\mathrm{M},k} := \frac{1}{t_f - (t_0 + \Delta t)} \int_{t_0+\Delta t}^{t_f} \hat{m}_{\mathrm{M}} \mathrm{d}\tau \tag{29}$$

und dividiert deren Steigung durch den wahren Wert α

$$\frac{\mathrm{d}\hat{\omega}_{\mathrm{R}}}{\mathrm{d}t}\frac{1}{\alpha} = \frac{\frac{p}{\hat{J}}\bar{m}_{\mathrm{M},k}}{\frac{p}{J}m_{\mathrm{M}}} \approx \frac{J}{\hat{J}}. \tag{30}$$

Wird der Wert Δt zu klein gewählt, kommt es zu Schätzfehlern, da hier das Sollmoment des Drehzahlreglers noch nicht eingeschwungen ist. Ferner kann es durch das plötzlich ansetzende Moment zu mechanischen Schwingungen kommen. Ein zu langes Zeitfenster $t_f - t_0 \gg \tau_{\mathrm{R}}/2$ hingegen verfälscht das Ergebnis durch die einsetzende Verstimmung. Eine vom Trägheitsmoment J unabhängige Methode zur Bestimmung der Rotorzeitkonstante τ_{R} ist also weiterhin wünschenswert.

3.2 Iterative Bestimmung

Will man eine Abhängigkeit von dem Trägheitsmoment J vermeiden, kann man zu einem iterativen Verfahren zur Bestimmung der Rotorzeitkonstante τ_{R} übergehen. Hierbei geht man von einem verstimmten Zustand $\Delta\rho \neq 0$ (z.B. direkt nach einer Drehzahlrampe) aus und kommandiert zum Zeitpunkt t_0 eine konstante Drehzahl ω_{R}^*. Der Drehzahlregler wird das Moment m_{M} auf den Sollwert $m_{\mathrm{M}}^* = 0$ regeln, indem der momentenbildende Strom i_{Sq} zu null gemacht wird. Aufgrund der anfänglichen Verstimmung ist der geschätzte Wert $\hat{i}_{\mathrm{Sq}}$ zunächst verschieden von null:

$$\hat{i}_{\mathrm{Sq}} = \cos(\Delta\rho)\ i_{\mathrm{Sq}} + \sin(\Delta\rho)\ i_{\mathrm{Sd}} \approx i_{\mathrm{Sd}}\,\Delta\rho. \tag{31}$$

In Abhängigkeit von dem Vorzeichen von $\Delta\rho$ (i_{Sd} ist bei konstantem Fluss $\Psi_{\mathrm{R}} > 0$ immer positiv) ergibt sich ein positives oder negatives geschätztes Moment

$$\hat{m}_{\mathrm{M}} = \frac{3}{2}p\frac{L_{\mathrm{h}}}{L_{\mathrm{R}}}\hat{\Psi}_{\mathrm{R}} i_{\mathrm{Sd}}\Delta\rho. \tag{32}$$

Gemäß (15) wird die berechnete Drehzahl $\hat{\omega}_\mathrm{R}$

$$\hat{\omega}_\mathrm{R}(t) = \omega_\mathrm{R}(t_0) + \frac{p}{J}\int_{t_0}^{t} \hat{m}_\mathrm{M}\mathrm{d}\tau \tag{33}$$

für $\tau_\mathrm{R} < \hat{\tau}_\mathrm{R}$ ansteigen, für $\tau_\mathrm{R} > \hat{\tau}_\mathrm{R}$ sinken. Entspricht der Schätzwert für τ_R dem wahren Wert, bleibt die berechnete Drehzahl wie gewünscht konstant $\hat{\omega}_\mathrm{R}(t) \equiv \omega_\mathrm{R}^*$. Mittels eines Suchverfahrens (z.B. Intervallhalbierung) kann nun der Schätzwert $\hat{\tau}_\mathrm{R}$ so lange angepasst werden, bis es zu keiner Drehzahländerung am Ende einer Drehzahlrampe mehr kommt.

Zusätzlich zu der Unabhängigkeit von J ist dieses Verfahren auch unabhängig von dem Schätzwert der Hauptinduktivität L_h, da sich diese nicht auf das Vorzeichen von $\Delta\rho$ auswirkt.

Bei viskoser und Coulombscher Reibung

$$\frac{J}{p}\frac{\mathrm{d}\omega_\mathrm{R}}{\mathrm{d}t} = m_\mathrm{M} - k_1\omega_\mathrm{R} - k_2\mathrm{sign}(\omega_\mathrm{R}) \tag{34}$$

(die positiven Konstanten $k_1, k_2 > 0$ symbolisieren hierbei die Reibungskoeffizienten) ist das Verfahren ebenfalls einsetzbar. Dazu wird als Zielgeschwindigkeit $\omega_\mathrm{R}^* = 0$ vorgegeben, damit das benötigte Moment zur Erhaltung der Drehzahl weiterhin null beträgt. Die Notwendigkeit einer Bremsung bis zum Stillstand schränkt jedoch die Einsatzfähigkeit der Methode im Betrieb stark ein.

4 Experimente

Die vorgestellten Methoden wurden sowohl simuliert als auch auf Messdaten einer Asynchronmaschine angewandt. In Abb. 2 sind die gemäß (33) berechneten Drehzahlverläufe $\hat{\omega}_\mathrm{R}$ für verschieden Verhältnisse $\gamma = \hat{i}_\mathrm{Sq}/\hat{i}_\mathrm{Sd}$, $\hat{i}_\mathrm{Sq} =$ konst und $\kappa = \tau_\mathrm{R}/\hat{\tau}_\mathrm{R}$ dargestellt. Es wird von Reibungsfreiheit und lastfreiem Betrieb ausgegangen.

Dabei wird zunächst eine konstante Steigung $\mathrm{d}\omega_\mathrm{R}/\mathrm{d}t = \alpha$ gefordert. Nach hinreichend langer Zeit wird die Winkelgeschwindigkeit konstant vorgegeben, das Sollmoment beträgt null. Entsprechend obiger Überlegungen lassen sich folgende Zusammenhänge erkennen:

- Die Steigungen der berechneten Drehzahlrampen stimmen bis ca. $t = \tau_\mathrm{R}/2$ mit den gewünschten überein. Danach tritt eine Verstimmung ein.

- Das Vorzeichen der Phasenverschiebung $\Delta\rho$ wird alleine durch das Verhältnis κ bestimmt.

- In Abhängigkeit von dem Vorzeichen von $\Delta\rho$ steigt bzw. sinkt die berechnete Winkelgeschwindigkeit nach der Rampe kurz, obwohl das Sollmoment null ist.

Zum Vergleich wurde an einer realen Maschine ein Drehzahlverlauf $\omega_\mathrm{R}(t)$ gemessen sowie die über die geschätzten Drehmomente $\hat{m}_\mathrm{M}$ berechneten Drehzahlverläufe $\hat{\omega}_\mathrm{R}(t)$ für verschiedene Schätzwerte von τ_R bestimmt:

$$\hat{\tau}_\mathrm{R} = \begin{bmatrix} 1.45, & 1.54, & 1.63, & 1.74, & 1.87 \end{bmatrix}. \tag{35}$$

Auf Grund von Drehgeberschwingungen ist der Drehzahlregler sehr „weich“ eingestellt. Daher muss der Parameter Δt relativ groß gewählt werden.

Das Trägheitsmoment wurde über das Verhältnis der Steigungen von ω_R zu $\int_{t_0}^{t_f} \hat{m}_\mathrm{M}\mathrm{d}\tau$ mit $\Delta t = \hat{\tau}_\mathrm{R}/4$, $t_f - t_0 = \hat{\tau}_\mathrm{R}/2$ berechnet und gemittelt. Mit diesem Wert wurden dann die geschätzten Winkelgeschwindigkeiten $\hat{\omega}_\mathrm{R}$ skaliert.

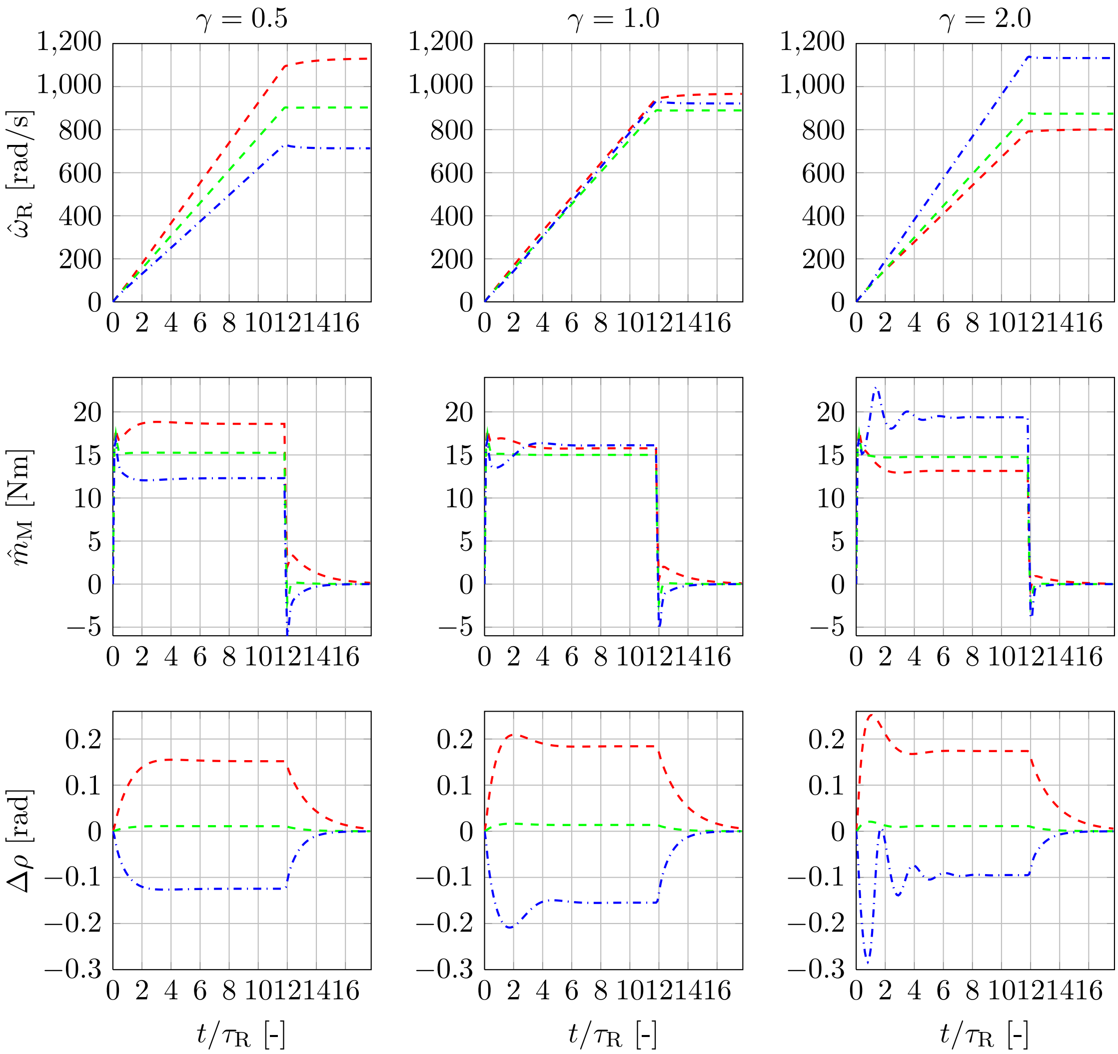


Abbildung 2: Entwicklung der berechneten Winkelgeschwindigket $\hat{\omega}_\mathrm{R}$, des geschätzten Drehmoments $\hat{m}_\mathrm{M}$ und des Winkelfehlers $\Delta\rho$. Rot (strichliert), grün und blau (strichpunktiert) entsprechen dabei $\kappa = 1/\sqrt{2}$, $\kappa = 1$ bzw. $\kappa = \sqrt{2}$.

Obwohl die Drehzahlrampe kürzer als die Rotorzeitkonstante andauert, ist bereits eine deutliche Verstimmung erkennbar. Die direkte Methode nach (20) sollte nicht angewandt werden, da weder stationäre Verhältnisse vorliegen noch das Verhältnis $\gamma = \hat{i}_\mathrm{Sq}/\hat{i}_\mathrm{Sd}$ weit genug von eins entfernt gewählt wurde ($\gamma \approx 0.8$). Dennoch liefert ein Vergleich der Steigungen von ω_R und $\hat{\omega}_\mathrm{R}$ im verstimmten Bereich Werte für das Verhältnis $m_\mathrm{M}/\hat{m}_\mathrm{M}$, aus denen sich mit den Werten für γ und den Schätzwerten $\hat{\tau}_\mathrm{R}$ im Mittel folgender sinnvolle Wert der Rotorzeitkonstante ergibt: $\bar{\tau}_\mathrm{R} = 1.61$. Dieser stimmt mit der in Abb. 3 augenscheinlich besten Variante $\hat{\tau}_\mathrm{R} = 1.63$ überein, welche zu der kleinsten Drehzahlabweichung gemäß Abschnitt 3.2 führt.

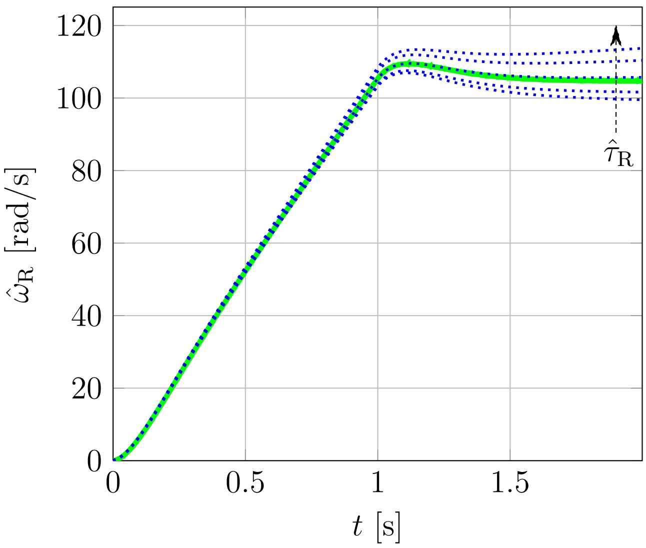


Abbildung 3: Entwicklung der berechneten Winkelgeschwindigkeiten $\hat{\omega}_{\mathrm{R}}$ (blau, strichliert) für verschiedene Schätzwerte $\hat{\tau}_{\mathrm{R}}$ bei einer realen Maschine. Realer Verlauf in grün (durchgezogen).

5 Zusammenfassung

Es wurde eine einfache Methode zur Bestimmung der Rotorzeitkonstante beschrieben, welche sowohl bei der Kommissionierung als auch in bestimmten Betriebsfällen angewendet werden kann. Sie basiert auf der Verstimmung des Drehmoments, welche bei falsch geschätzter Rotorzeitkonstante auftritt.

Ihr wesentlicher Vorteil besteht darin, dass der Rotor nicht festgeklemmt werden muss und so alle Testläufe zur Bestimmung der Parameter ohne Umbauten durchgeführt werden können. Im selben Identifikationsvorgang kann mit ähnlichen Rechenschritten auch das Trägheitsmoment des Rotors bestimmt werden. Die iterative Variante der vorgestellten Methode ist zudem völlig unabhängig von anderen Parameterwerten wie dem Trägheitsmoment und der Hauptinduktivität.

Literatur

[1] Bodson, M., Chiasson, J. N., and Novotnak, R. T. A Systematic Approach to Selecting Flux References for Torque Maximization in Indution Motors. *IEEE Transactions on Control Systems Technology 3*, 4 (dec 1995), 388 – 397.

[2] Garces, L. J. Parameter Adaption for the Speed-Controlled Static AC Drive with a Squirrel-Cage Induction Motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on IA-16*, 2 (march 1980), 173 – 178.

[3] Hofer, A., Grcar, B., Stumberger, G., and Cafuta, P. Induction Machine Torque Control with Self-Tuning Capabilities. Präsentation in St. Petersburg, 2012.

[4] Jansen, P., and Lorenz, R. A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives. *IEEE* (1992).

[5] Kerkman, R. J., Thunes, J. D., Rowan, T. M., and Schlegel, D. W. A frequency-based determination of transient inductance and rotor resistance for field commissioning purposes. In *IEEE Trans. Ind. Applicat.* (1996), vol. IA-32, pp. 577 – 584.

[6] Krause, P. C., Wasynczuk, O., and Sudhoff, S. D. *Analysis of electric machinery.* IEEE Press, 1995.

[7] Leonhard, W. *Control of Electrical Drives*, 3 ed. Springer, 2001.

[8] Lorenz, R. D. Tuning of Field-Oriented Induction Motor Controllers for High-Performance Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications 22*, 2 (1986), 293 – 297.

[9] Rowan, T. M., Kerkman, R. J., and Leggate, D. A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine. *IEEE Transactions on Industry Applications 27*, 4 (1991), 720 – 727.

[10] Stephan, J., and Bodson, M. Real-Time Estimation of the Parameters and Fluxes of Induction Motors. *IEEE Trans. Industry Applications* (1994).

[11] Toliyat, H. A., Levi, E., and Raina, M. A review of RFO induction motor parameter estimation techniques. *Energy Conversion, IEEE Transactions on 18*, 2 (june 2003), 271 – 283.

[12] Zai, L.-C., DeMarco, C. L., and Lipo, T. A. An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications 28*, 1 (Jan 1992), 96 – 104.

Discrete-Time Transients Construction Based on Optimal Time-Varying Control

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 March 14, 2013

Abstract

The transient process of a control system is subject to the operation of a detailled construction. In order to put the output y under construction, direct implementation $f(y)$ on the actuating variable u would bear the risk of stability. Feedback of $f(y)$ to weighting matrices is an alternative indirect way with no danger to affect stability. Setup ideas for the transient process are mapped to the weighting matrices of an appropriate optimal linear time-variant control process. The question arises whether the adaptation algorithm is converging or which transient dynamics can be expected.

The optimal linear time-variying process is always stable irrespective which weighting matrices are selected. An extreme setup permits extreme control conditions. If one aims at a construction with nonlinear behavior, depending on the actual deviation, the dynamics should be changed in a strict way, and the question arises if this intention can be implemented. The question remains if the map of the system output to the weighting matrices can always be implemented, or if a steady-state cycle must be tolerated in some cases.

Keywords: linear time-varying operation, weighting matrices, cyclic steady-state, intentionally decreasing or incressive actuating force, attenuating the iteration

1 Introduction

The linear time-variant optimization problem based on weighting matrices was solved several decades ago, see the Appendix. A given discrete-time linear process is optimized with respect to a time-varying index of performance based on the weighting matrices $\mathbf{Q}(i)$ and $\mathbf{R}(i)$. A linear system which is designed in such a way is always stable. Switching to a new $\mathbf{Q}(i)$ and $\mathbf{R}(i)$ from any initial point triggers a stable transient process, as well. The worst possible case is an oscillation between the transients triggered by the new and old weighting matrices in a procedure of alternating with each other. An unstable process is not to be expected from an application-oriented viewpoint.

The aim is also to design the transients of a dynamic process via nonlinear switching or influencing the weighting matrices, even in some nonlinear output-forced manner.

Another option is to find an opportunity to compensate some nonlinearity via nonlinear forcing the weighting matrices.

At an arbitrary instant, say $i = 1$, $y(i)$ is predicted following the equation of the linear system under control, i.e., Eq.(2), based on an initial controller assumption $\mathbf{K}$ and the initial state $\mathbf{x}_0$. The resulting output $\mathbf{y}(i)$ influences the weighting function $\mathbf{R}(i)$ and/or $\mathbf{Q}(i)$. Succeeding immediately, the computation of the output $\mathbf{y}(i)$ is repeated using the weighting function $\mathbf{R}(\mathbf{y})$ just adapted. This algorithm is repeated and a fast settling is expected.

The special case of simplifications $\mathbf{R} = r,\ \mathbf{y} = y$ etc. is chosen in what follows. Forcing the actuator can be performed

- in a diminishing (declining, lowering) manner. Consider the weighting function, e.g., following $r(i) = r_0/[1+y(i)^2]$. Then, for decreasing $y(i)$ with time iT_s, $r(i)$ increases, and higher weights for the actuating variable cause less actuating signal.

- As an alternative, the actuator force can be implemented swelling (rising) with progressive time. E.g., $\mathbf{r}(i) = r_0 \cdot [1 + y(i)^2]$ effects an increasing actuating variable for increasing i and a tendency towards constant power during the transitions period.

Additionally, some nonlinearity might be implemented in the control system, e.g., $u(i) = \mathbf{k}(i)\mathbf{x}(i)f_0[10 + 0.01y(i)^2]$. Inclusion into the actual project is possible although the optimality of Eqs.(5), (6) is slightly attacked.

Nonlinear controllers based on fuzzy sets can also be approximated by the given iterative procedure changing the weighting matrices, especially in the case of multidimensional output relations.

In the literature, far related subjects can be characterized as follows: Interpolating a nonlinear system into a LPV system with state-dependent weighting matrices is given in *PooGyeon Park and Doo Jin Choi, 2001*. Modifying the weighting matrices on the performance of a neural associative memory is carried out in *Kothari, R., et al., 1998*. A state-dependent matrix exponential application is given in *Chang-Joo Kim et al., 2009*. In *Ratnoo, A., and Ghose, D., 2009,* a state-dependent Riccati equation technique is used in a guidance problem. Selecting and optimizing the weighting matrices of a linear time-varying controller is suggested in *Zhang Lingbo and Jianqin Mao, 2002*.

2 Converging Iteration

The general setup of the transition matrix for all the following variations of examples is

$$\mathbf{\Phi}(t = T_s) = \begin{pmatrix} e^{-T_s}(1+T_s) - a_p & T_s e^{-T_s} \\ -T_s e^{-T_s} & e^{-T_s}(1-T_s) \end{pmatrix}, \quad \boldsymbol{\psi} = \begin{pmatrix} -(1+T_s)e^{-T_s} + 1 \\ T_s e^{-T_s} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{c} = (1\ \ 0)^T . \tag{1}$$

The control system is operating with $\mathbf{\Phi} + \boldsymbol{\psi}\ \mathbf{k}^T$.

During the transient motion, the optimization could be started and restarted at any iT_s. However, for the sake of distinction, the process is always restarted at the origin. We select $r_0 = 0.4$; $T_s = 0.2$; $a_p = 0$; $i_f = 9$ and $m_{rep} = 17$ repetitions. In Fig. 1 the *converging* output $y(i)$ is shown. In addition, the backward computation and the y-dependent weight $r(i)$ is depicted. The good convergence in this example is outlined in Figs. 1 and 2.

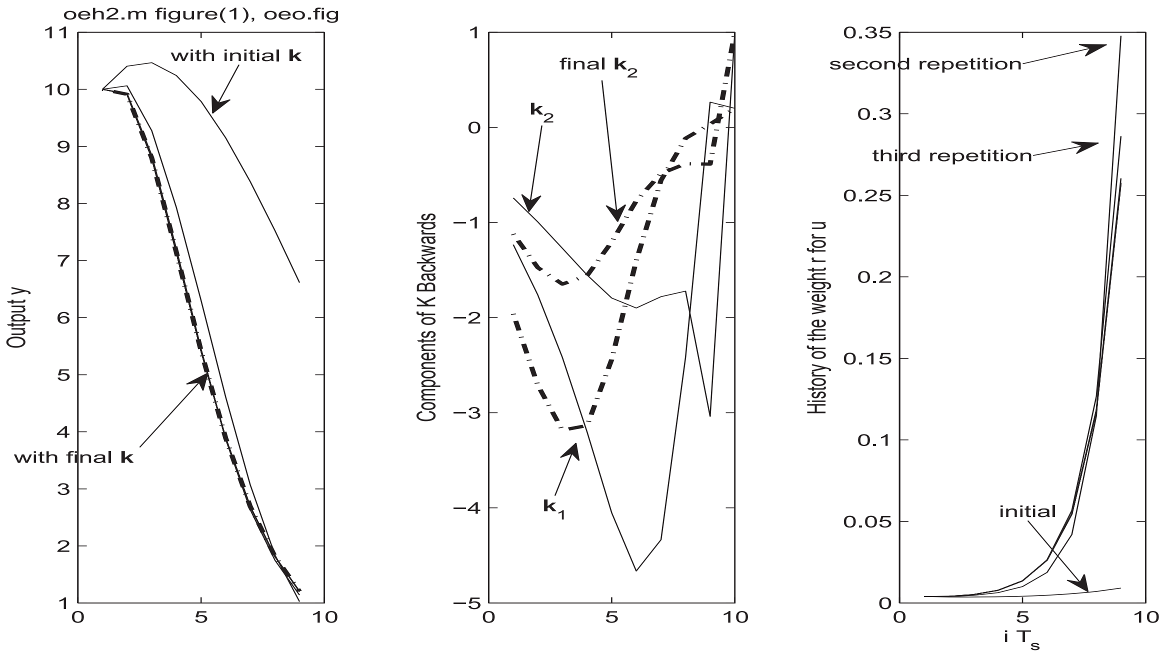


Figure 1: Discrete-time signals, gains and weights, plotted as continuous signals versus sampling instants iT_s in the case of convergence. Output $y(iT_s)$ (left); initial (solid) and final controller gains $k_1(i)$, $k_2(i)$ (dash-dot) (middle); weighting factor $r(i)$ (right)

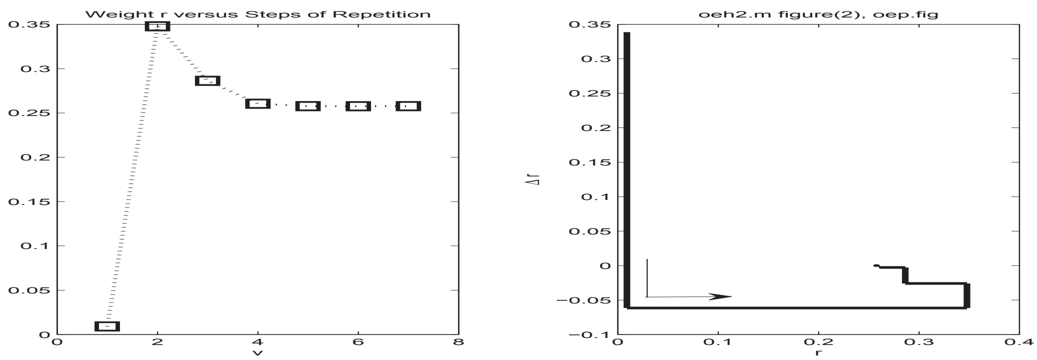


Figure 2: Transient portrait of the weighting factor $r(i_f)$ versus iterations v (left); phase plot (right)

3 Oscillating Iteration

For the numerical setup in this example, oscillating behavior results, i.e., with $r_0 = 4; i_f = 9; m_{rep} = 16; a_p = 0.01; \mathbf{Q} = 0.01\ \mathbf{I}_2; r(i) = r_0/[10 + 100y^2(i)]$. Figs. 3 shows the results. Double arrows in Fig. 3 indicate the plots of the oscillating results. After having finished the iteration at m_{rep} the weight profile $r(i)$ is plotted in Fig. 4.

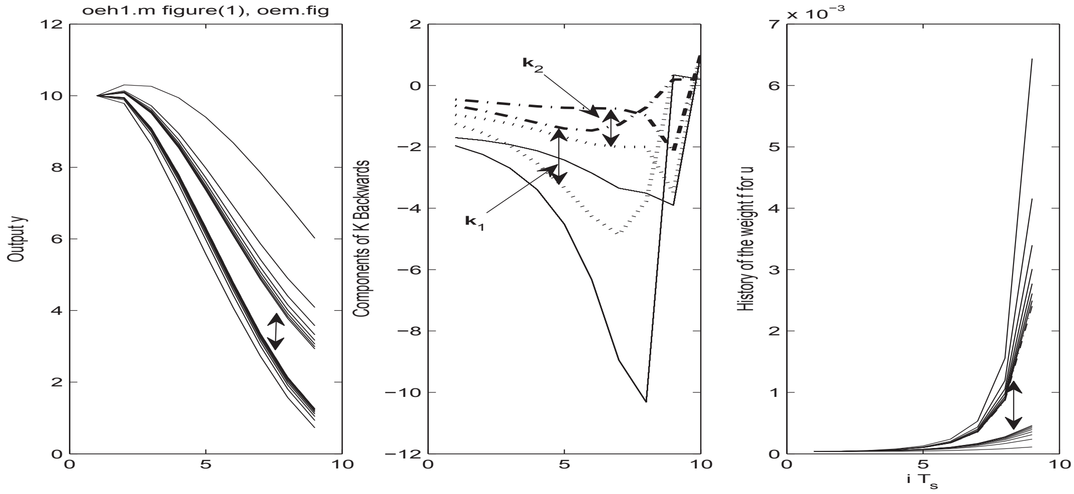


Figure 3: Discrete-time signals, gains and weights, plotted as continuous signals versus sampling instants iT_s . Output $y(iT_s)$ (left); initial (solid) and final steady-state oscillation of the controller gains $k_1(i),\ k_2(i)$, oscillating between curves dotted and dash-dot (middle); weighting factor $r(i)$ in steady-state oscillation

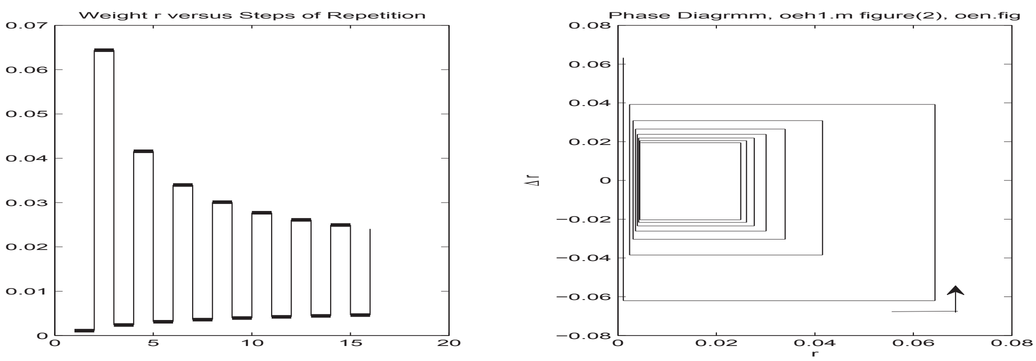


Figure 4: Transient portrait of the weighting factor $r(i_f)$ (left); phase plot (right)

4 Attenuating the Iteration Process

4.1 Retarding the Controller $\mathbf{K}(i)$

A retarding algorithm is chosen using the parameter p_z for changes in succeeding gain values. For p_z small, the adaptation is slow. The retarded iteration runs as follows:

```
initially v=1, setup Q, R, P
[1] x(i+1) = Phi(i) * x(i) ...                        as (2)
    y(i) = c(i) x(i) for each step v
    nonlinear map y \to Q(i,v+1) and R(i,v+1)
[2] K(i,v) := ...K(i,v+1) ... backwards             as (5)
    K(i,v) := K(i,v+1)*(1-p_z) + p_z * K(i,v+1) ...
    P(i) = Phi'(i) * P(i+1)...                       as (6)
back to [2] for i < i_f
back to [1] for v < m_rep
```

The chosen system parameters in Eq.(1) are $T_s = 0.2$; $i_f = 9$; $a_p = 0$; $r_0 = 40$; $\mathbf{Q} = 0.001\ \mathbf{I}_2$; $m_{rep} = 7$; $p_z = 0.5$; $r(i) = r_0/[10 + 100y^2(i)]$. The effect of damping the oscillating iteration can directly be seen in Figs. 5 and 6.

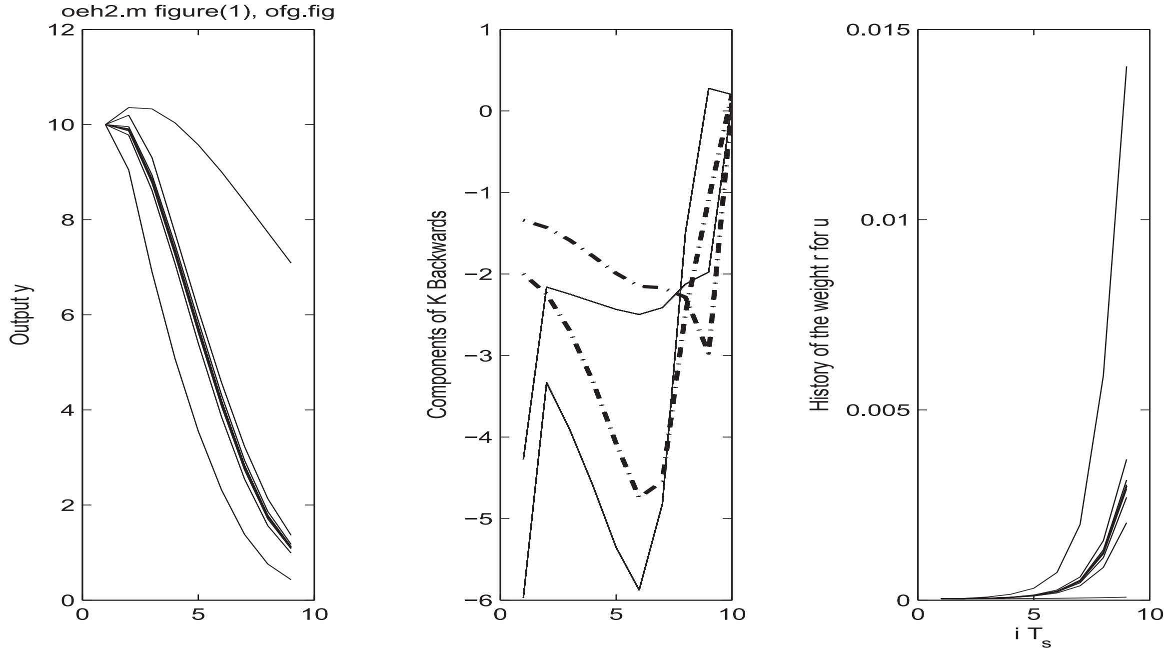


Figure 5: Transition $y(i)$ having reached the steady-state steplike (left); initial controller components $\mathbf{k}$ having passed the iteration (dash-dot) (middle); weights $r(i)$ (right)

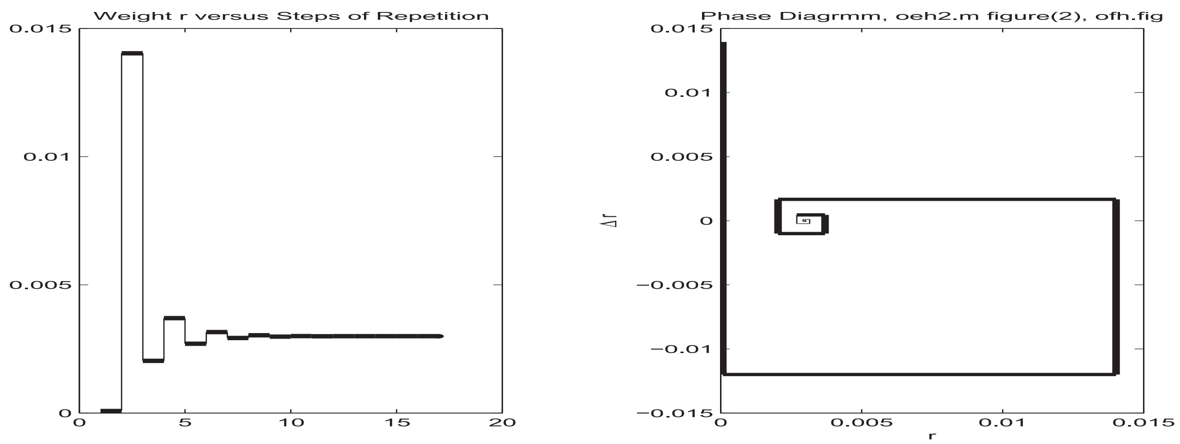


Figure 6: Iteration of the weight $r(i_f)$

4.2 Retarding the Weighting Matrices Directly

Now, $r(i)$ is smoothed directly, $\mathbf{k}(i)$ is calculated in the direct way, that is, $\mathtt{r(i,v)} = (\mathtt{1} - \mathtt{p_z}) * \mathtt{r(i,v-1)} + \mathtt{p_z} * \mathtt{r(i,v)}$. We select $i_f = 39$; $m_{rep} = 20$; $p_z = 0.21$; $r_0 = 4$; $T_s = 0.2$.

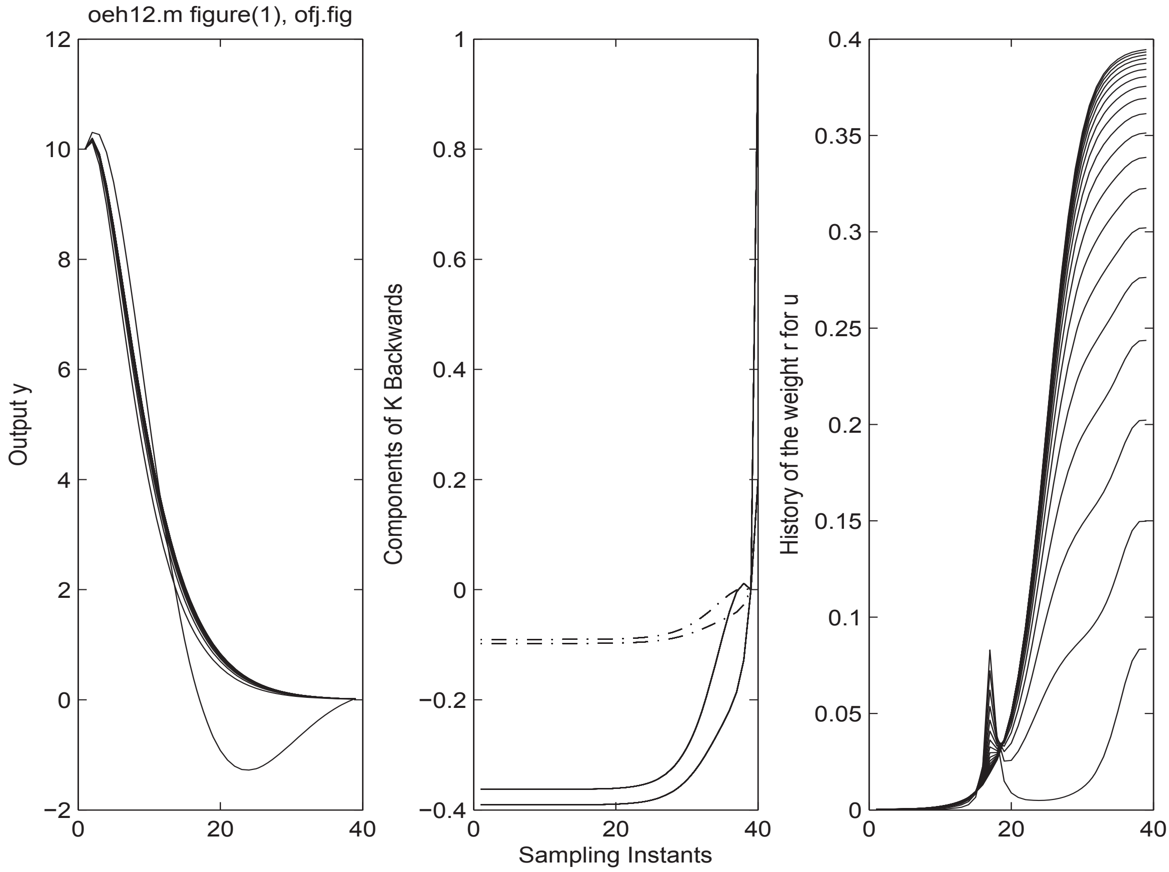


Figure 7: Output $y(i)$ initially and having passed all iterations (left); components of $\mathbf{k}(i)$ (middle); iterations of $r(i)$ (right)

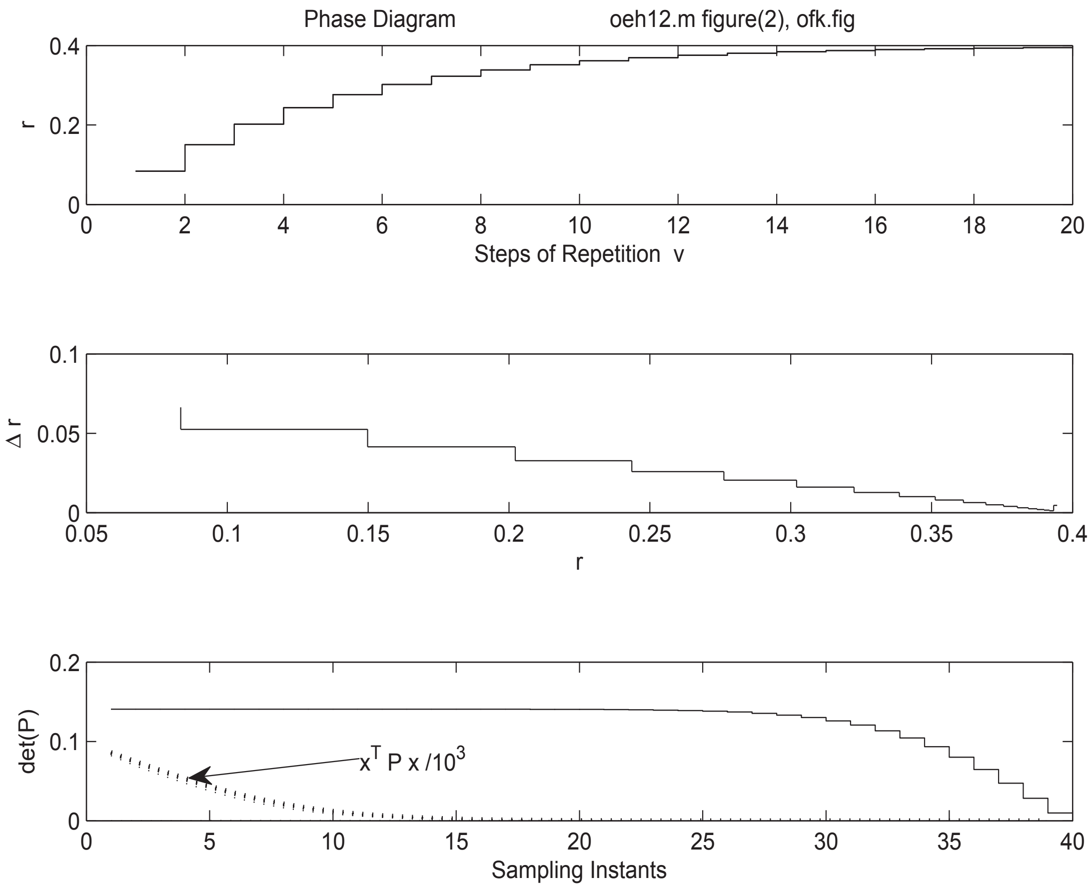


Figure 8: Iteration of $r(i_f)$ versus steps of iteration and resulting $\det \mathbf{P}(i)$

4.3 Limit Cycle and Settling Time

We assume fixed $\mathbf{Q} = q\mathbf{I}_2$. For low factors q, oscillations in $r(i)$ arise. Fig. 9, left part, shows the dependence of the limit cycle amplitude on the factor q. For larger q, damped weights are the result and the settling time reduces with increasing q as given in Fig. 9, right part.

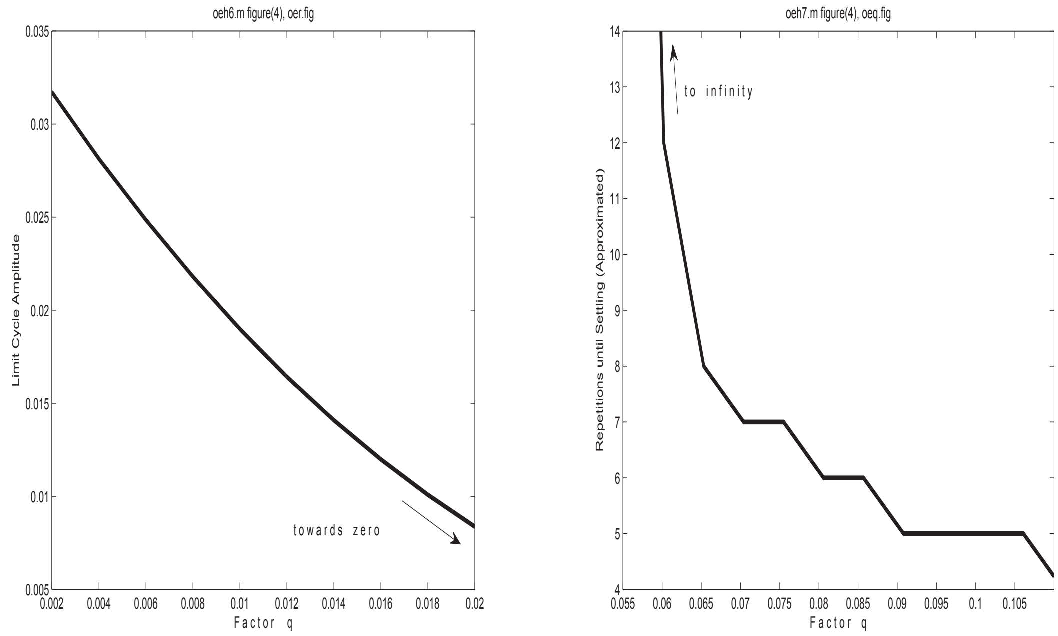


Figure 9: Illustrating the limit cycle magnitude (left) and the settling time (right)

5 Incressive Actuator Force

Now, with proceeding time, $y(i)$ and $r(i)$ are lowered, thus $u(i)$ increases. The result of this multiplicative influence on $r(i)$ is depicted in Figs. 10 and 11. The iteration operates with a distinct overshoot. The iteration can be slowed down with a factor p_z which includes the value of the next step. The setup is $r_0 = 0.4$; $T_s = 0.5$; $i_f = 19$; $m_{rep} = 5$; $a_p = -0.1$; $\mathbf{Q} = 100\ \mathbf{I}_2$; $p_z = 0.3$; $r(i) = r_0[100 + 10y^2(i)]$; $\mathtt{K_1(i,v) = (1-p_z)*K_1(i-1,v)+p_z*h_1}$.

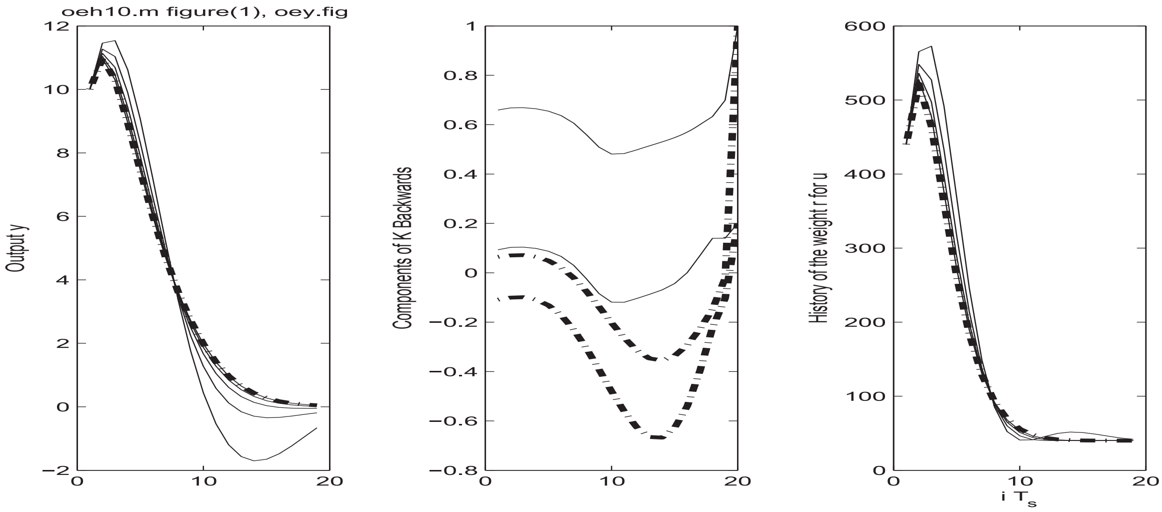


Figure 10: Output, gain, and history of the weight r

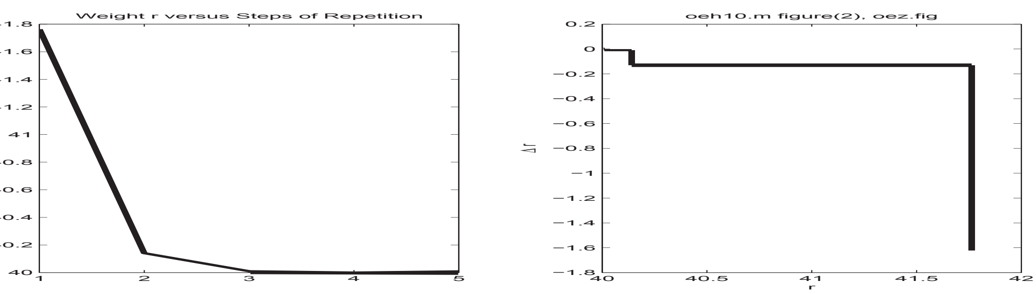


Figure 11: Weight transients $r(i_f)$ versus iteration for incressive actuating force

6 On-Off-Control of the Weights

At $y = g_s = 5$, $r(i)$ and $q(i)$ are switched from 0.01; 10 to 10; 0.1, respectively. Later parts in time are weighted with higher $r(i)$, hence, a slower tail is expected. For $m_{rep} = 6$, $a_p = -0.1$, $p_z = 0.6$ the results are presented in the triple figure part Fig. 12. The effect of two different weighting matrices is illustrated in Fig. 12 for high actuating variable weighting with $q(i) = 0.10; r(i) = 10$ for high i; and for low actuating variable weighting with $q(i) = 10;\ r(i) = 0.01$ for low i.

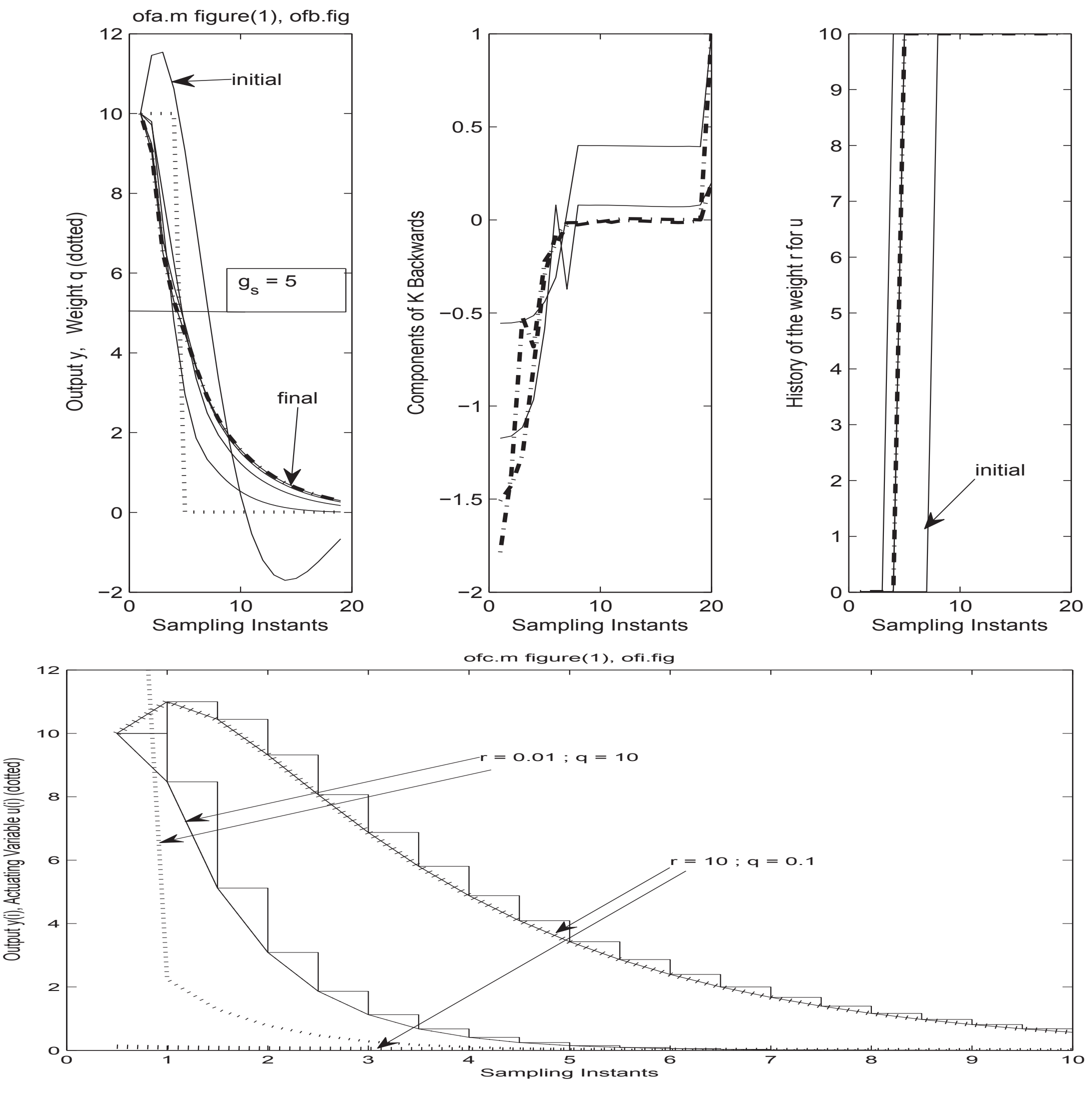


Figure 12: Illustrating the output and weights for the on-off-change of the weights at $y = g_s = 5$ (upper part); comparison of $y(i)$, $u(i)$ for the selected weight assumptions without switching (lower part)

7 Control of the Weighting Matrices via Disturbance Observer

The idea is to find some prediction of the disturbance $w_d(i)$ and its influence on the output $y(i)$, and, e.g., to get $r(i)$ decreasing with increasing $w_d(i)$. Then, $u(i)$ is weighted less and $y(i + i_{pred})$ is priviledged.

Find the extrapolated $w_d(i)$ for $i > i_{pred}$ or use the given or predicted reference signal $y_{ref}(i)$ similarly as $w_d(i)$. See the predicted $y(i)$ and $y_{cd}(i)$ with and without $w_d(i)$, respectively. After having influenced the weights, the output signal $y_{fd}(i)$ is obtained, and the influence is repeated for the sampling instants in the future.

Dynamics is preselectable by influencing the weights based on $w_d(i)$ or $y_{ref}(i)$. Direct influencing $u(i)$ by $w_d(i)$ may yield strong influences although no instability could occur. Optimal control facilities are preserved.

The reactions in the Figs. 13 and 14 are depicted as if the influence was given at $i = 1$ and not for $i > i_{pred}$. Thus, the convergence of the adaptation can be better observed. The dynamic process could have been started at i_{pred}, as well.

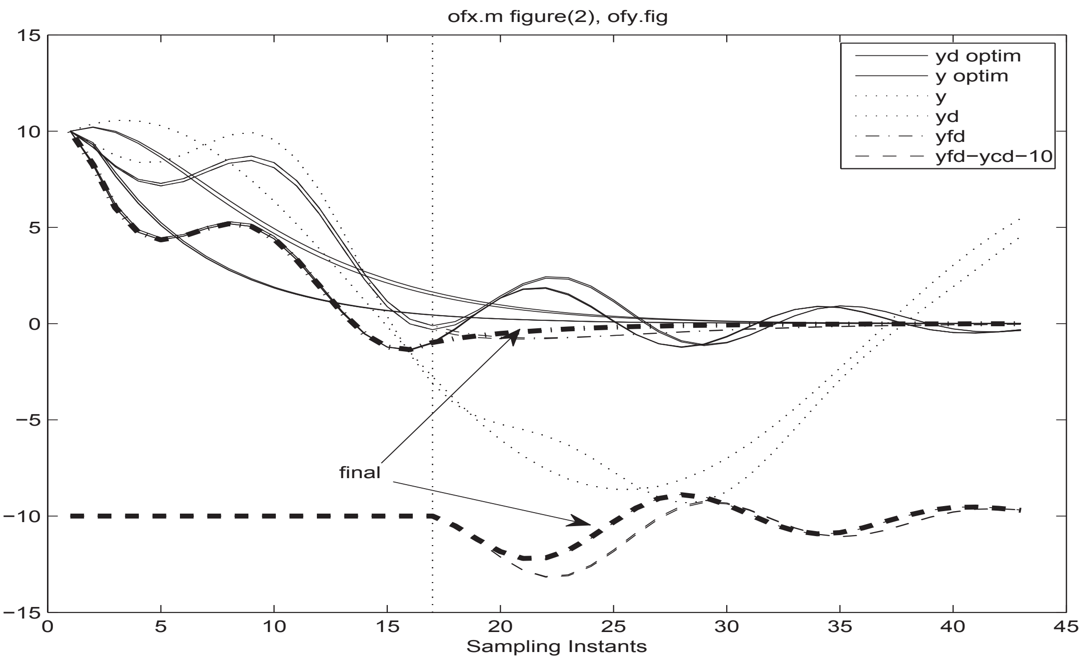


Figure 13: Output $y(i)$ and disturbance reactions for $i_{pred} = 16$

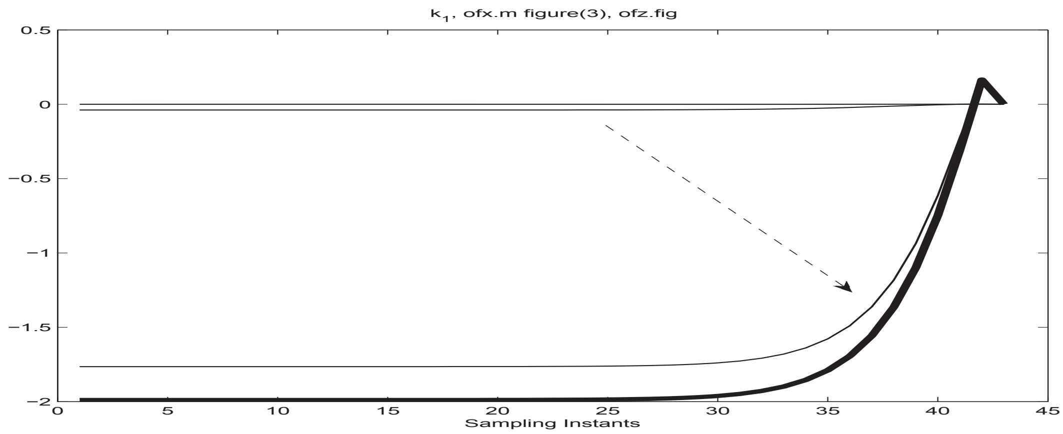


Figure 14: History of gain $k_1(i)$ for the disturbance prediction example

8 Conclusion

Signal design via switching or changing the weighting matrices is preventive against stability risk. Complying with stability guarantee motivates for putting the control signals of concern under detailled construction.

The output under construction is influenced in a feedforward control manner, or the output reaction on the disturbance history is extrapolated to influence the output via future weighting matrices.

References

Chang-Joo Kim, Soo Hyung Park, Sang Kyung Sung, Sung-Nam Jung, 2009 , Nonlinear optimal control anaysis using state-dependent matrix exponential and its integrals, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* **32**, pp. 309-313

Kalman, R.E., and Koepcke, R.W., 1958, Optimal synthesis of linear sampling control systems using generalized performance indices, *Trans. ASME* **80**, pp. 1800-1826

Kothari, R., Lotlikar, R., and Cahay, M., 1998, State-dependent weights for neural associative memories, *Neural Computation* **10**, pp. 59-71

Kushner, H., 1971, Introduction to Stochastic Control (Holt, Rinehart and Winston, New York)

Kwakernaak, H., and Silvan, R., 1972, Linear Optimal Control Systems (Wiley-Interscience, New York)

PooGyeon Park and Doo Jin Choi, 2001, LPV Controller design for the nonlinear

RTAC system, *International Journal of Robust and Nonlinear Control* **11**, pp. 1343-1363

Ratnoo, A., and Ghose, D., 2009, State-dependent Riccati-equation-based guidance law for impact-angle-constrained trajectories, *Journal of Guidance, Control, and Dynamics* **32**, pp. 320-326

Zhang Lingbo and Jianqin Mao, 2002 An approach for selecting the weighting matrices of LQ optimal controller design based on genetic algorithms, *IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering* **3**

Appendix: Optimal LTV Process

Repeating well-known facts, consider the linear time-varying process

$$\mathbf{x}(i+1) = \mathbf{\Phi}(i)\mathbf{x}(i) + \mathbf{\Psi}(i)\mathbf{u}(i) + \mathbf{w}_d(i) \ , \qquad \mathbf{y}(i) = \mathbf{C}(i)\mathbf{x}(i) \ , \tag{2}$$

where the matrices $\mathbf{\Phi}(i)$, $\mathbf{\Psi}(i)$ und $\mathbf{C}(i)$ are time-varying. In the case of $\mathbf{w}_d(i) \equiv \mathbf{0}$, the initial state $\mathbf{x}(i_o) = \mathbf{x}_o$ at $t_o,\ i = 0$, should follow an optimal process up to $t_f = i_f T_s$ with the state $\mathbf{x}_f = \mathbf{x}(t_f)$, with the sampling period T_s and the index of performance

$$I = \mathbf{x}_f^T \mathbf{F}_f \mathbf{x}_f + \sum_{i=i_o}^{i_f-1} \mathbf{x}^T(i+1)\mathbf{Q}(i+1)\mathbf{x}(i+1) + \mathbf{u}^T(i)\mathbf{R}(i)\mathbf{u}(i) \ . \tag{3}$$

(For an output-oriented index of performance, the output $\mathbf{y}(i+1)$ is weighted with $\mathbf{Q}_1$, and, hence, $\mathbf{Q} = \mathbf{C}^T\mathbf{Q}_1\mathbf{C}$.) The effect of the controller $\mathbf{K}(i)$ is

$$\mathbf{u}(i) = \mathbf{K}(i)\mathbf{x}(i) \qquad \forall i = i_o,\ i_o+1,\ ....,\ i_f - 1 \ . \tag{4}$$

The optimal controller $\mathbf{K}(i)$ is the result of a series of difference equations using a Riccati matrix $\mathbf{P}$

$$\mathbf{K}(i) \ = \ -[\mathbf{R}(i) + \mathbf{\Psi}^T(i)\mathbf{P}(i+1)\mathbf{\Psi}(i)]^{-1}\mathbf{\Psi}^T(i)\mathbf{P}(i+1)\mathbf{\Phi}(i) \tag{5}$$

$$\mathbf{P}(i) \ = \ \mathbf{\Phi}^T(i)\mathbf{P}(i+1)[\mathbf{\Phi}(i) + \mathbf{\Psi}(i)\mathbf{K}(i)] + \mathbf{Q}(i) \tag{6}$$

(see *Kalman, R.E., and Koepcke, R.W., 1958; Kwakernaak, H., and Sivan, R., 1972*).

The computations start at $(i+1 = i_f)$ and with Eq.(5)

$$\mathbf{P}(i_f) = \mathbf{F}_f + \mathbf{Q}(i_f) \tag{7}$$

with the result$\mathbf{K}(i) = \mathbf{K}(i_f - 1)$ for Eq.(6). In backward time, alternating with each other for $i_o < i < i_f$, the Eqs.(5) and (6) are solved, yielding $\mathbf{K}(i)$ and a final minimum index

$$I(i_f) = \mathbf{x}_f^T[\mathbf{P}(i_f) - \mathbf{Q}(i_f)]\mathbf{x}_f = \mathbf{x}_f^T\mathbf{F}_f\mathbf{x}_f \ . \tag{8}$$

For $\mathbf{w}_d(i) \neq \mathbf{0}$, with the covariance matrix $\mathbf{Q}_w(i)$, the expectation index of performance

$$I = E\{\mathbf{x}_f^T \mathbf{F}_f \mathbf{x}_f + \sum_{i=i_o}^{i_f-1} \mathbf{x}^T(i+1)\mathbf{Q}(i)\mathbf{x}(i+1) + \mathbf{u}^T(i)\mathbf{R}(i)\mathbf{u}(i)\} \tag{9}$$

is found as a similar result (*Kushner, H., 1971*), only the index is bigger with the amount of $\sum_{i=i_o}^{i_f} \mathrm{tr}\{\mathbf{Q}_w(i-1)\mathbf{P}(i)\}$.

For the special case of time-invariant process and $i_f \gg 1$, the result renders $\mathbf{P}$ separated from $\mathbf{K}$

$$\mathbf{P} = \mathbf{\Phi}^T[\mathbf{P} - \mathbf{P\Psi}(\mathbf{\Psi}^T\mathbf{P\Psi} + \mathbf{R})^{-1}\mathbf{\Psi}^T\mathbf{P}]\mathbf{\Phi} + \mathbf{Q} \tag{10}$$

$$\mathbf{K} = -(\mathbf{R} + \mathbf{\Psi}^T\mathbf{P\Psi})^{-1}\mathbf{\Psi}^T\mathbf{P\Phi}\ . \tag{11}$$

Illustrating example and backward computation: The LTV process is compared with the LTI result. The matrices $\mathbf{X}$ and $\mathbf{S}$ are the result of MATLAB `dlqr`. For the assumed 80 steps, the results are very close together.

```
r=0.4;  T=0.01;  i_f=80; a_p=0.02;  x(:,1)=[10; 3]   initial state at i=0
   -X   K(:,:,1) comparison yields  [-0.0098   -0.5476]      [-0.0056   -0.5346]
    S   P(:,:,1) comparison yields  [24.9963    0.5102       [24.1912    0.3388
                                       0.5102   22.6868]        0.3388   22.1713]
```

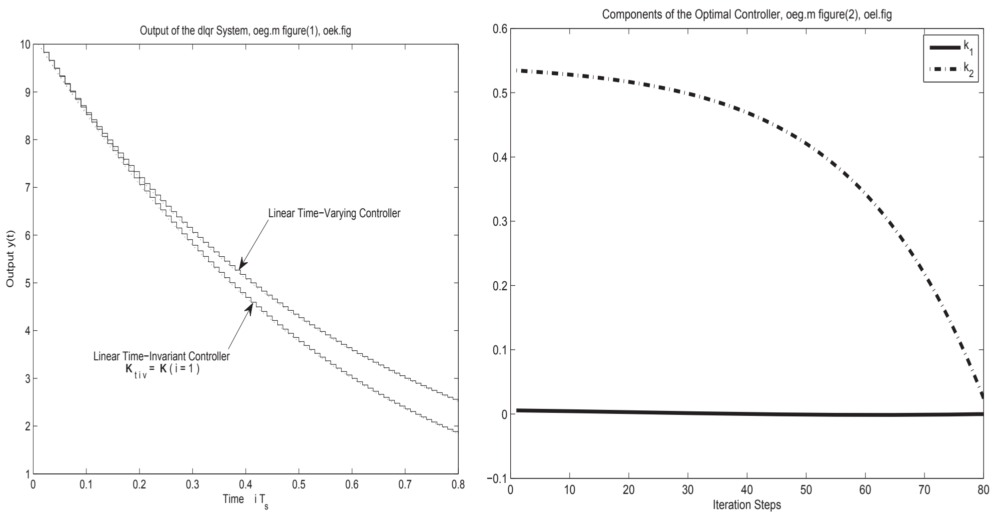


Figure 15: Comparing the optimal LTI and LTV process (left); components $k_1,\ k_2$ of the LTV controller (right)

Der 27. Österreichische Automatisierungstag an der Technischen Universität Wien

Der Österreichische Automatisierungstag 2012 war modernen Methoden der Prozessregelung („Advanced Process Control“) gewidmet. Austragungsort war die Technische Universität Wien. Organisiert wurde die Veranstaltung von Prof. Stefan Jakubek vom Institut für Mechanik und Mechatronik (Fakultät für Maschinenwesen und Betiebswissenschaften).
Das Vortragsprogramm umfasste Vorträge von Vertretern aus Industrie und Forschung und gab einen Überblick über aktuelle Entwicklungen in der Regelung und Optimierung komplexer verfahrenstechnischer Prozesse.

Insgesamt wurden am 27. Automatisierungstag zehn Vorträge in drei Sessions abgehalten.

Dr. Bernhard Voglauer von der Lenzing AG referierte über die industrielle Implementierung einer modellprädiktiven Regelung zur Kompensation von Lastwechselschwankungen in einem Prozess mit langer Totzeit.
Es handelte sich dabei um eine modellprädiktive Niveauregelung im Produktionsprozess der Lenzing AG mit einer Eingangstotzeit von etwa zwei Stunden und starker Einwirkung externer Störgrößen. Die Besonderheit des von Dr. Voglauer präsentierten Lösungsansatzes besteht darin, dass das Auftreten von Störgrößen oft sehr genau vorhersagbar ist (z.B. geplante Leistungsänderung, geplanter Stillstand, evt. Anfahren) und dadurch prädiktiv in einem DMC Algorithmus verarbeitet werden kann.

Der zweite Vortrag mit dem Titel „Intelligent Multi Sampling Rate Model Predictive Control of Industrial Power Plants“ wurde von Hrn. DI Andreas Voigt von VOIGT+WIPP Engineers GmbH gehalten. Die Betriebsanforderungen von Industriekraftwerken sind durch einen großen Lastbereich und sehr schnelle Dynamik gekennzeichnet. Dementsprechend müssen Feuerungsregelungen einen sehr großen Regelbereich bei niedrigen Emissionen und hoher Effizienz der Verbrennung sowie stabilen Temperaturen garantieren. Neben der eher trägen Temperaturregelung (z.B. Brennkammertemperatur) müssen auch sehr schnelle Prozessgrößen wie z.B. Brennkammer-Unterdruck nahe an ihren Sollwerten gehalten werden. Für diesen Zweck wurde von Hrn. DI Voigt ein Konzept zum Parallelbetrieb mehrerer MPCs mit unterschiedlichen Sampling-Raten und Prädiktionshorizonten vorgestellt.

Hr. Prof. Kozek vom Institut für Mechanik und Mechatronik der TU Wien beleuchtete in seinem Vortrag „Ein Verfahren zur Ordnungsreduktion für die MPC Regelung komplexer Prozesse“ die Problematik der MPC Regelung mit sehr vielen Freiheitsgraden, wie sie gerade in der Prozessregelung häufig anzutreffen ist. Es wurde ein Konzept vorgestellt, welches es erlaubt, die Komplexität einer MPC Regelung drastisch zu reduzieren, wobei die Reglerperformance dennoch annähernd gleich bleibt.
Solche Methoden sind gerade dann wesentlich, wenn die verfügbare Rechenleistung beschränkt bzw. die erforderliche Abtastrate hoch ist. Neben der Methodik selbst wurde von Prof. Kozek auch der Aspekt der Stabilität der resultierenden Regelkreise anhand von Lyapunov-Funktionen beleuchtet. Als Anwendungsbeispiel wurde die Regelung einer Fasertrocknungsanlage der Firma Lenzing AG präsentiert, wo es gelang, mit dem

neuen Konzept die Freiheitsgrade bei der MPC Regelung um etwa 90% bei praktisch unveränderter Regelgüte zu reduzieren.

Nach der ersten Session erfolgte die als traditioneller Höhepunkt des Automatisierungstages die Verleihung des Fred Margulies Preises durch Dr. Norbert Rozsenich und Prof. Peter Kopacek. Dieses Jahr wurden drei Preise vergeben:

Hr. Dr. Thomas Rittenschober für seine Dissertation „Design and control of piezoelastic structures“ und Hr. Dr. Artan Dermaku für seine Dissertation „Path recognition for mobile and humanoid robots through low cost sensors“.

Der erste Vortrag der zweiten Session wurde von Prof. Andreas Kugi gegeben. Es wurde ein nichtlinearer modellprädiktiver Regler als Teil einer kaskadierten Temperaturregelung eines kontinuierlichen Industrieofens zur Erwärmung von Stahlbrammen vorgestellt. Dazu wurde aufbauend auf einem physikalisch motivierten Zustandsraummodell ein unbeschränktes dynamisches Optimierungsproblem formuliert und mithilfe des Quasi-Newton-Verfahrens wiederkehrend für finite Zeithorizonte gelöst. Ergebnisse aus der Anwendung des Regelungssystems bei einem Brammenwärmofen der AG der Dillinger Hüttenwerke belegen die hohe Genauigkeit der Brammenerwärmung und eine erhebliche Energieeinsparung.

Im Anschluss referierte Hr. DI Martin Mayer von evon GmbH über die Anlagenauslegung und Echtzeitoptimierung für effiziente Wärmebehandlung in einem Tunnelpasteur. Dabei werden unterschiedliche Getränkeprodukte (z.B. Flaschen, Dosen) auf einem Förderband durch die Anlage befördert und zur Pasteurisation mit Warmwasser berieselt um danach durch Kaltwasser rückgekühlt zu werden. Die wesentlichen Regelungsziele, die durch die Konzepte von DI Mayer verfolgt werden sind die Stabilisierung des Temperaturprofils, um einen gewünschten Qualitätswert der Pasteurisation zu erreichen und die optimale Wärmerückgewinnung.

Der dritte Vortrag in der zweiten Session mit dem Titel „Automatisierungslösungen zur Steigerung der Energieeffizienz bei metallurgischen Anlagen: Energie-Management bei der Stahlherstellung“ wurde von Hrn. Dr. Richard Stadlmayer von Siemens Metals Technologies VAI GmbH gehalten. Das Verfahren zur Stahlerzeugung ist auf Grund der erforderlichen hohen Temperaturen ein sehr energieintensiver Prozess bei dem hohe Energiemengen umgesetzt werden. Für einen ökonomischen Betrieb der metallurgischen Anlage ist neben dem Rohstoffeinsatz das Energie-Management der zweite wesentliche Gesichtspunkt für den wirtschaftlichen Erfolg. Im Vortrag wurden physikalische Modelle basierend auf den Bilanzgleichungen für Masse und Energie und deren Zusammenwirken für ausgewählte Anlagenteile vorgestellt. Anhand dieser Modelle wurde mit modernen Regelungsstrategien eine systemtheoretische Entkopplung der einzelnen Prozessgrößen erreicht.

Die dritte Session wurde von Hrn. Dr. Helmut Wimmer von ANDRITZ Energy & Environment GmbH eröffnet. Sein Vortrag mit dem Titel „Schlüsselfaktoren für die erfolgreiche Implementierung eines modernen Automatisierungskonzeptes für einen Kessel in Brasilien“ beleuchtete die Inbetriebnahme eines Wirbelschichtreaktors und die damit verbundenen Herausforderungen. Als wesentlicher Erfolgsfaktor für die Akzeptanz moderner Regelungstechnik zeigte sich dabei unter anderem der regelungstechnische Background des Bedienpersonals vor Ort.

Der nächste Vortrag wurde von Hrn. Dr. Wolfgang Bacher von OMV AG gegeben. Er gab zunächste einen Überblick über die verschiedenen Ebenen der Prozessoptimierung bei OMV, deren Betrachtungshorizonte sich von Wochen (Optimierung der Outputs der Raffinierien in unterschiedlichen Märkten) bis hin zu Sekunden (Prozessleitsystem / PID-Regler) erstrecken. Eine wesentliche Aufgabe der untersten Ebene der Folgeregelung im Prozessleitsystem besteht darin, Linearitätsanforderungen für die darüber liegende Schicht der modellprädiktiven Regelung/Optimierung zu erfüllen. In diesem Zusammenhang wurde eine Ansatz vorgestellt, welcher in einer Kooperation mit dem Institut für Mechanik und Mechatronik der TU Wien entwickelt wurde. Dabei erfolgt eine datenbasierte Identifikation der nichtlinear-dynamischen Anlagenteile mit einer automatischen Inversion und Optimierung von PID Reglerparametern (2FG-Regelung).

Danach referierte Dr. Arno Kolbitsch von Bertsch Energy GmbH über die Regelungsstruktur des BERTSCH-Rostkessels. Es wurde über die technologischen Anforderungen und Problemstellungen der Biomassefeuerung im Allgemeinen und über konkret über die eingesetzten Regelstrukturen berichtet. Dabei kommen aufgrund der schwierigen Instrumentierung erwartungsgemäß Vorsteuerungen mit überlagerten Einzelregelkreisen zum Einsatz.

Der letzte Vortrag des 27. Automatisierungstages mit dem Titel “Stepless Capacity Control for Reciprocating Compressors - Benefits for Compressor Operation and Associated Processes” wurde von Dr. Peter Dolovai von Hoerbiger GmbH & Co KG gehalten. Es wurde dabei ein Konzept zur Rückstromregelung von Kolbenkompressoren vorgestellt. Diese wird z.B. zur Liefermengenregelung, zur Regelung des Saugdruckes bzw. des Enddruckes oder zur Regelung von Zwischendrücken bei mehrstufigen Verdichtern eingesetzt. Bei Hoerbiger wird dabei ein elektrischer Aktuator eingesetzt, welcher als Hubmagnet ausgeführt wird. Als wesentliche Herausforderung ist dabei der nichtlineare Zusammenhang zwischen magnetischem Fluss, Durchflutung, Hub und Kraftwirkung zu sehen. Für die Positionsregelung des Stellantriebs kommt ein modellbasierter Reglerentwurf mittels Backstepping Methode zum Einsatz. Dabei werden spezifische Ventilbewegung in Soll-Trajektorien abgebildet und es wird weiters das Prinzip der Control Lyapunov Funktion angewendet.

Univ. Prof. Dr. Stefan Jakubek
Lehrstuhl für Regelungstechnik
Institut für Mechanik und Mechatronik
Technische Universität Wien

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 to/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, Intelligent 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 Automation and Control, Vienna University of Technology, Gusshausstr. 27-29, A-1040 Vienna, Austria, Fax: +43 1 58801 37699).

Email address for submitting pdf-manuscripts: weinmann@acin.tuwien.ac.at

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 2000 or higher; TeX or LaTeX.

Wenn unzustellbar, retour an:

IFAC-Beirat Österreich (E318 / E376)
Favoritenstraße 9-11, A-1040 Wien /
Gußhausstraße 27-29, A-1040 Wien