

# Robuste Lageregelung einer elektrisch angetriebenen Linearachse mit Zahnriemen

Dipl.-Ing. Frank Schütte

Universität Paderborn, FB 14, Leistungselektronik und elektrische Antriebstechnik,  
Pohlweg 47–49, 33098 Paderborn

Tel.: ++49-5251-602212, Fax: ++49-5251-603443, Email: schuette@lea.uni-paderborn.de

## **Kurzfassung:**

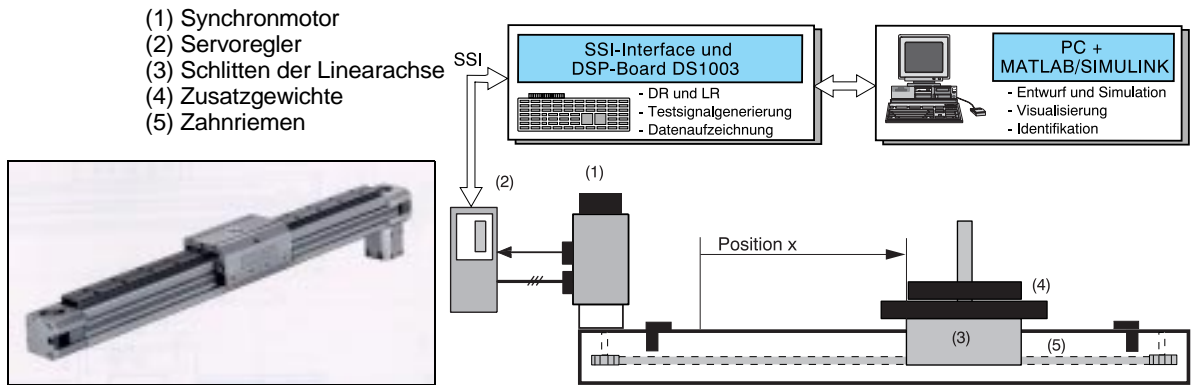
*Mit immer weiter steigenden Ansprüchen an Geschwindigkeit und Genauigkeit von Positioniersystemen müssen die Unzulänglichkeiten der Mechanik, wie z.B. Elastizitäten und Reibung, bei der Regelung des Gesamtsystems berücksichtigt werden. Hierfür stehen neben dem klassisch eingesetzten PI-Regler viele weitere Reglerstrukturen zur Verfügung. Im Zuge eines Projektes zur Selbstinbetriebnahme von Antrieben mit schwingungsfähiger Mechanik wurde am Beispiel einer Zahnriemengetriebenen Linearachse, die als Zweimassensystem mit nichtlinearer Federcharakteristik approximiert wurde, untersucht, ob und wie weit sich mit Hilfe verschiedener Regler zur Drehzahl- und Lageregelung eine Steigerung der Regelgüte erzielen läßt. Verglichen wurden die drei Reglertypen:*

- **P-PI:** *P-Lageregler mit unterlagertem PI-Drehzahlregler ; die Struktur ist um einen Teilsystembeobachter zur indirekten Schätzung der abtriebsseitigen Position erweitert, ist ansonsten aber der in industriellen Servoreglern eingesetzten Reglerstruktur sehr ähnlich.*
- **P-PDD:** *P-Lageregler mit unterlagertem Zustandsdrehzahlregelung (adaptiv bzgl. variabler Federsteifigkeit); zur Schätzung der nicht meßbaren Zustandsgrößen wird ein Luenberger-Beobachter eingesetzt, der ebenfalls adaptiv gestaltet ist.*
- **LQG:** *Zustandslageregler nach [1] mit adaptivem Beobachter (stationärem Kalman-Filter); entworfen nach dem LQG-Verfahren.*

## **1 Einleitung**

Drehzahlregelungen mit hoher Dynamik und Genauigkeit müssen an die wesentlichen mechanischen Eigenschaften (z.B. Elastizitäten, Reibung etc.) der Arbeitsmaschine und der mechanischen Übertragungselemente angepaßt werden. Linearachsen mit Riemenantrieb lassen sich unter der Annahme genügend großer Vorspannung häufig als gedämpfte Zweimassensysteme mit nichtlinearer Federcharakteristik approximieren. Der Lagegeber des antreibenden Motors dient gleichzeitig zur indirekten Bestimmung der Schlittenposition.

Grundlage der Untersuchungen ist der durch Bild 1 und Bild 2 beschriebene Versuchsaufbau. Die Positioniereinheit besteht aus einer Zahnriemengetriebenen Linearachse, die über eine polradorientiert geregelte Synchronmaschine angetrieben wird. Die Drehmomentregelung erfolgt mit einem industriellen Servoregler, der über eine schnelle synchron serielle Schnittstelle mit einem DSP-Board kommuniziert [4], das zum Rapid-Prototyping der Drehzahl- bzw. Lageregelung unter MATLAB/Simulink genutzt wird.



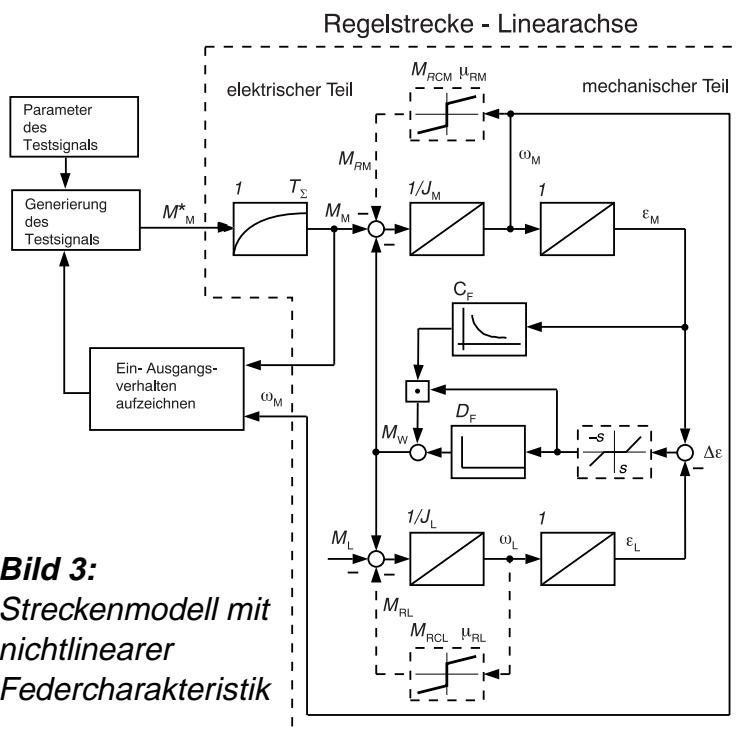
**Bild 1:** Linearachse mit Zahnriemenantrieb

**Bild 2:** Aufbau des Versuchsstands

Um die überlagerten Regelkreise geeignet auslegen zu können, gilt es zunächst, die Parameter der Linearachse zu identifizieren. Dabei wird die von der Schlittenposition abhängige Elastizität des Antriebsstrangs mitberücksichtigt.

## 2 Modell der Linearachse - teilautomatisierte Identifikation

Die Linearachse wird als Zweimassensystem mit nichtlinearer Federcharakteristik approximiert, dessen Wirkungsplan in Bild 3 dargestellt ist. Die Federkonstante  $C_F$  verändert sich mit der Schlittenposition. Das Motordrehmoment, welches als Eingangsgröße des mechanischen Teilsystems definiert wird, ist proportional zum drehmomentbildenden Strom des Motors. Faßt man die Ersatzzeitkonstante  $T_{E,i}$  des geschlossenen Stromregelkreises und die Totzeit  $T_{tn}$  innerhalb der Drehzahlregelung zur Summenzeitkonstante  $T_\Sigma = T_{E,i} + T_{tn}$  zusammen, so kann das elektrische Teilsystem hinreichend



**Bild 3:** Streckenmodell mit nichtlinearer Federcharakteristik

genau als  $PT_1$ -Glied approximiert werden. Die motorseitige Lage bzw. Drehzahl stellt die Ausgangsgröße des Systems dar, was in der ausschließlichen Verwendung von motorseitigen Meßgrößen begründet liegt. Antriebs- und abtriebsseitige Reibung sowie Lose sind im Modell berücksichtigt (gestrichelt dargestellt); im untersuchten Antriebsstrang ist der Einfluß von Lose allerdings vernachlässigbar klein.

Zur Charakterisierung der Mechanik aus regelungstechnischer Sicht haben sich die nachfolgend angegebenen normalisierten Parameter als geeignet herausgestellt:

- Summenträgheitsmoment<sup>1</sup>  $J_{\Sigma} = J_M + J_L$ ,
- Verhältnis von last- zu motorseitigem Trägheitsmoment  $V_J = J_L/J_M$ ,
- Kennkreisfrequenz  $\omega_o = \sqrt{C_F J_{\Sigma} / (J_M J_L)}$ ,
- relative Dämpfung  $d = \omega_o D_F / (2 C_F)$  und
- Eigenkreisfrequenz  $\omega_e = 2\pi f_e = \omega_o \sqrt{1 - d^2}$

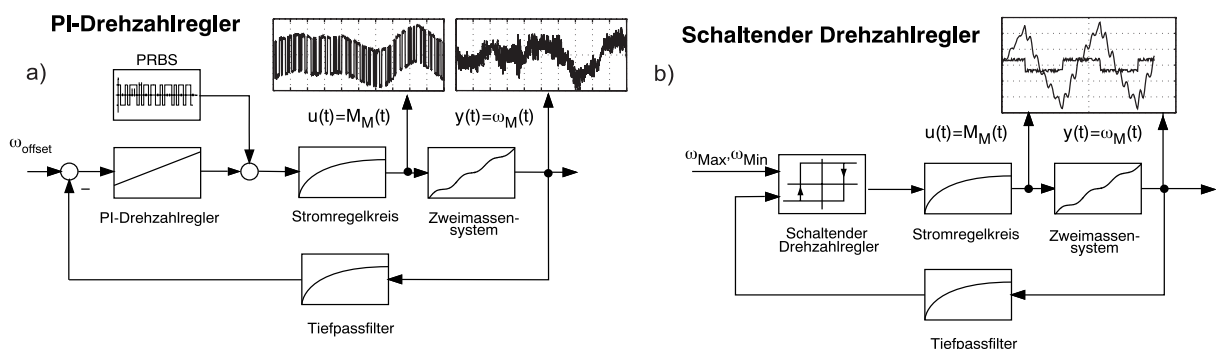
Vielfach sind die oben aufgeführten Parameter a priori unbekannt, so daß vor Inbetriebnahme der Regelung zunächst das Modell der Linearachse parametrisiert werden muß. Im folgenden wird hierzu eine teilautomatisierte Identifikation vorgeschlagen, für die u.a. in [5] beschriebene Routinen genutzt werden. Die Identifikation basiert ausschließlich auf den antriebsseitig erfaßten Signalen  $\omega_M$  und  $M_M$  und erfolgt in den Schritten:

1. *Frequenzganganalyse*  $\Rightarrow$  *positionsunabhängige Parameter*  $J_{\Sigma}, V_J, d$

Die Linearachse wird mit einem PI-Drehzahlregler geringer Bandbreite betrieben. Bei kleinem Drehzahlsollwert wird das System über ein PRBS-Signal (Pseudo-Random-Binary-Sequenz) angeregt, das an der Drehmomentschnittstelle eingespeist wird, s. Bild 4a. Aus den aufgezeichneten Daten wird der Frequenzgang als nichtparametrisches Modell berechnet, aus dem anschließend die von der Schlittenposition unabhängigen Parameter  $J_{\Sigma}, V_J, d_e$  extrahiert werden können. Dieser erste Schritt könnte entfallen, falls die Trägheitsmomente bekannt bzw. einfach berechenbar sind und die Dämpfung hinreichend genau abgeschätzt werden kann. Bei der untersuchten riemengetriebenen Linearachse beträgt die relative Dämpfung  $d \approx 0,1$ , was bedeutet, daß die Ergebnisse nicht uneingeschränkt für schwach gedämpfte Mechaniken ( $d \approx 0,001 \dots 0,01$ ) übernommen werden können.

2. *Arbeitspunktabhängige Schwingungsanalyse*  $\Rightarrow$  *positionsabh. Parameter*  $f_e$

Für unterschiedliche Positionen  $x$  wird über einen schaltenden Drehzahlregler (s. Bild 4b) eine Drehmomentsprungsequenz generiert, so daß sich der Schlitten der Linearachse um den angefahrenen Arbeitspunkt herum bewegt, s. Bild 5a. Um aus den aufgezeichneten Daten die dominante Frequenz der Mechanik zu extrahieren, wird die Achse zunächst unter Verwendung eines Least-Squares-Verfahrens und unter Berücksichtigung von Reibung und externen Lastmomenten als Einmassensystem approximiert [7]. Indem das Leistungsdichtespektrum (LSD) des Differenzsignals  $\Delta\omega = \omega_M - \omega_{EMS}$  aus gemessener und simulierter ( $\omega_{EMS}$ )



**Bild 4:** Systemanregung und Datenaufzeichnung

1. Es sei darauf hingewiesen, daß alle Regler antriebsseitig, also auf das rotatorische System bezogen, entworfen wurden, so daß zum Entwurf die translatorischen Größen in rotatorische umgerechnet wurden.

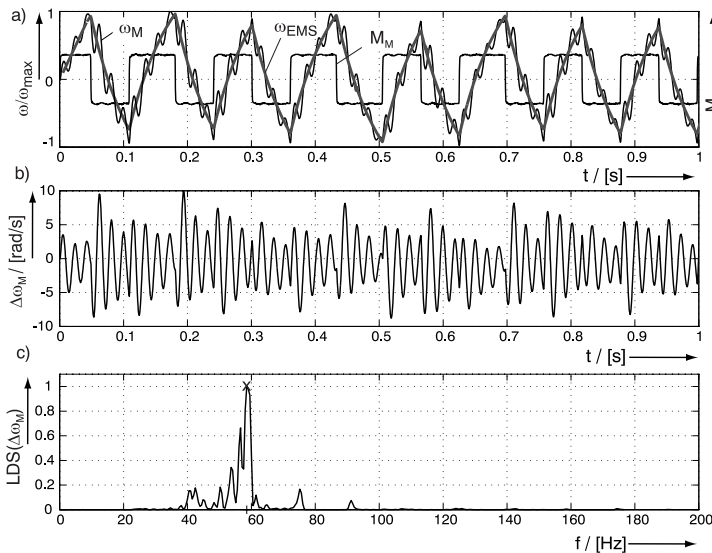
Systemantwort (s. Bild 5b) gebildet wird, kann die dominante Frequenz, die als Eigenfrequenz der Mechanik interpretiert wird, durch Maximumssuche detektiert werden (s. Bild 5c).

### 3. Bestimmung der Kennlinie der Federsteifigkeit ( $C_F = f(x)$ )

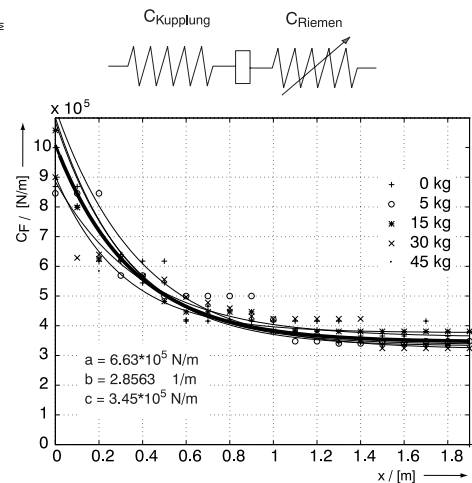
Über 
$$C_F|_{x_i} = \left( \left( 2\pi f_{e|_{x_i}} \right)^2 J_L \right) / ((1 - d^2)(1 + V_J)) \quad (1)$$

wird für jede Stützstelle  $x_i$  die Federsteifigkeit berechnet. Die resultierende Kennlinie der Federsteifigkeit wird durch die Funktion  $C_F(x) = a \cdot e^{-bx} + c$  approximiert. Diese Modellierung der Federsteifigkeit ist allerdings nur gültig, wenn eine vollständige Entlastung des Leertrums zu jedem Zeitpunkt ausgeschlossen werden kann. Theoretisch ergibt sich die Gesamtsteifigkeit durch Reihenschaltung von Riemen und Kupplung, die zur Ankopplung des Motors an die Linearachse verwandt wird.

Bild 6 zeigt die experimentell für fünf verschiedene Lastmassen ermittelten Meßpunkte und Kennlinien. Die fett dargestellte Kennlinie ergibt sich wiederum durch Mittelung aus den Einzelkennlinien. Da die Abweichungen der Einzelkennlinien von der Resultierenden relativ gering sind, würde im Prinzip auch eine Messung bei einer Lastmasse ausreichen.



**Bild 5:** Meßdaten und Leistungsdichtespektrum zur Identifikation



**Bild 6:** Identifizierte Federcharakteristik

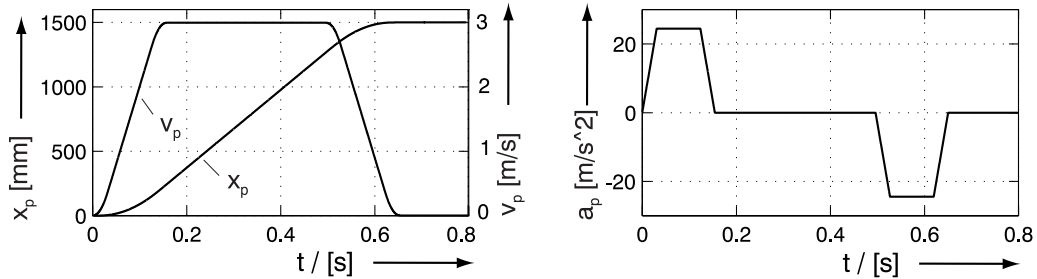
## 3 Untersuchte Reglerstrukturen

Im folgenden werden die untersuchten Reglerstrukturen, die z.T. adaptiv ausgelegt sind, kurz skizziert. Um im Fall der kaskadiert entworfenen Regler P-PI und P-PDD möglichst wenige Entwurfsparameter zu verwenden, wurde das *Verfahren der Doppelverhältnisse* (s. hierzu [3]) zur Reglerauslegung angewandt. Ein weiterer Vorteil dieser Vorgehensweise liegt in der physikalischen Interpretierbarkeit, da der Dämpfungsterm, der für ein System 2. Ordnung allgemeinen bekannt ist, auch auf Systeme höherer Ordnung übertragen werden kann. Das Doppelverhältnis  $\alpha$  soll im folgenden am Beispiel der Übertragungsfunktion von Last- zu Solldrehzahl erläutert werden:

$$\frac{\omega_L(s)}{\omega^*(s)} = \frac{1}{1 + \beta_1 \left( \frac{\alpha \cdot s}{\tilde{\omega}_0} \right) + \frac{\beta_2}{\alpha} \left( \frac{\alpha \cdot s}{\tilde{\omega}_0} \right)^2 + \dots + \beta_n \left( \frac{\alpha \cdot s}{\tilde{\omega}_0} \right)^n \cdot \prod_{i=1}^{n-1} \alpha^{-i}} \quad (2)$$

Im allgemeinen werden die Reglerparameter so berechnet, daß möglichst viele Koeffizienten  $\beta_i$  - beginnend mit  $\beta_1$  - zu eins werden. Gilt  $\beta_i \approx 1$ , so ist die Dämpfung des geschlossenen Regelkreises  $d_{GK}$  durch  $\alpha$  gegeben. Für Systeme 2. Ordnung gilt:  $\alpha = 2 \Rightarrow d_{GK} \approx 1/\sqrt{2}$  und  $\alpha = 4 \Rightarrow d_{GK} \approx 1$ .

Die verwendeten ruckbegrenzten Sollprofile zur Punkt-zu-Punkt Positionierung können Bild 7 entnommen werden.<sup>2</sup> Alle Regler werden auf geeignete Weise vorgesteuert, wodurch das Führungsverhalten im allgemeinen wesentlich verbessert wird.



**Bild 7:** Sollprofile für Lage  $x_p$ , Geschwindigkeit  $v_p$  und Beschleunigung  $a_p$

### 3.1 P-Lageregler mit unterlagertem PI-Drehzahlregler (P-PI)

Hierunter wird in dieser Veröffentlichung die üblicherweise in industriellen Servoreglern eingesetzte Reglerstruktur aus P-Lageregler mit unterlagertem PI-Drehzahlregler verstanden, deren Wirkungsplan in Bild 8 dargestellt ist. Der Regler wurde allerdings um einen Teilsystembeobachter zur indirekten Schätzung der abtriebsseitigen Position erweitert. Nichtmodellerte höherfrequente Anteile der Strecke sowie Meßrauschen werden durch das im Vorwärtszweig implementierte Filter, dessen Zeitkonstante in  $T_\Sigma = T_{E,i} + T_{tn} + T_F$  im Entwurf Berücksichtigung findet, unterdrückt. Um Schleppfehler zu vermeiden, werden sowohl Drehmoment- als auch Drehzahlregelkreis entsprechend vorgesteuert. Durch Anwendung der oben kurz beschriebenen Doppelverhältnisse auf den geschlossenen Drehzahlregelkreis ergeben sich für die PI-Reglerparameter unter Vernachlässigung der Dämpfung folgende Zusammenhänge:

$$T_N^3 - T_\Sigma \alpha^2 T_N^2 - \frac{J_L \alpha^3}{C_F} T_N + \frac{T_\Sigma J_L \alpha^3}{C_F} = 0, \quad K_{PN} = \frac{\alpha C_F T_N J_\Sigma}{T_N^2 C_F - \alpha J_L} \quad (3)$$

Zur Bestimmung der Nachstellzeit  $T_N$  ist die Gleichung dritter Ordnung zu lösen. Es sei darauf hingewiesen, daß zu Reglerdimensionierung die Approximation der Lastmechanik als Zweimassensystem notwendig ist und daß sich für  $C_F \rightarrow \infty$  die im allgemeinen in der Antriebstechnik üblichen Dimensionierungsvorschriften gemäß dem *Symmetrischen Optimum* [8] ergeben. Approximiert man den geschlossenen Drehzahlregelkreis

2. Da bei der Linearachse die translatorische Bewegung von Interesse ist, werden im folgenden ohne besonderen Hinweis anstelle der Größen  $\varepsilon_p, \omega_p, \alpha_p$  die entsprechenden Größen  $x_p, v_p, a_p$  dargestellt.

als  $PT_1$ -Glied mit der Zeitkonstanten  $T_{E,n} = T_N$ , ergibt sich die P-Verstärkung des Lagereglers zu  $K_{Ppos} = 1/(4T_{E,n})$ . Die Auslegung des Teilsystembeobachters erfolgt mit Hilfe der Beobachterzeitkonstanten  $T_{EB}$ , die als Zeitkonstante eines  $PT_1$ -Gliedes verstanden werden kann. Es gilt:  $K_B = J_M/T_{EB}$ .

### 3.2 P-Lageregler mit unterlagelter Zustandsdrehzahlregelung (P-PDD)

Bei dem in Bild 9 dargestellten Regler handelt es sich um einen P-Drehzahlregler mit zusätzlicher Rückkopplung der Drehzahldifferenz zur aktiven Schwingungsdämpfung, s. auch [6]. Die stationäre Genauigkeit ist über die Aufschaltung des geschätzten Lastmoments sichergestellt. Auch hier werden nichtmodellerte höherfrequente Anteile der Strecke sowie Meßrauschen durch das im Vorwärtszweig implementierte Filter unterdrückt. Zur Schätzung der nichtmeßbaren Zustandsgrößen wird ein Luenberger-Beobachter eingesetzt. Um sowohl den Regler als auch den Beobachter möglichst unempfindlich gegenüber Parameterschwankungen zu machen, werden beide bzgl. der sich stark ändernden Federsteifigkeit adaptiert.

Unter Vernachlässigung des Beobachters und der Dämpfung des Systems und Anwendung der Doppelverhältnisse auf den geschlossenen Drehzahlregelkreis ergeben sich die Adaptionvorschriften für die Reglerparameter zu:

$$K_P = \frac{\omega_e J_\Sigma}{\sqrt{\alpha^3}}, K_{\Delta\omega} = \omega_e J_\Sigma \left( \frac{1}{\sqrt{\alpha^3}} + \frac{1}{1+V_J} (\omega_e T_\Sigma - \sqrt{\alpha}) \right), K_{ML} = 1, T_{E,n} = \frac{\sqrt{\alpha^3}}{\omega_e} \quad (4)$$

Die P-Verstärkung des Lagereglers ergibt sich wie oben beschrieben aus  $T_{E,n}$ .

Zur quasikontinuierlichen Auslegung des Störgrößenbeobachters [9] wird das Verfahren der Polvorgabe benutzt. Die zu beobachtende Strecke sei durch die Differentialgleichung  $\dot{x} = Ax + Bu$  beschrieben. Um relativ einfache Adaptionvorschriften zu erhalten, werden alle Pole in einen Punkt der komplexen Ebene gelegt, so daß mit  $s_i = -1/T_{B,i}$  das Normpolynom  $(s - s_i)^5 = 0$  aufgestellt werden kann. Durch einen Koeffizientenvergleich des Normpolynoms mit der charakteristischen Gleichung des Beobachters  $\det(sI - (A + LC)) = 0$  ergibt sich die Beobacherverstärkung  $L = f(J_M, J_L, C_F, D_F)$ . Im Einzelnen basiert der adaptive Beobachter somit auf den online durchzuführenden Schritten

- Berechnung der Beobacherverstärkung  $L = f(J_M, J_L, C_F, D_F)$  und
- Integration der Beobachterdifferentialgleichung  $\dot{x} = (A + LC)x + Bu - Ly$  (Prädiktion) mit geeignetem Integrationsverfahren.

### 3.3 Zustandslageregler mit adaptivem, stationärem Kalman-Filter (LQG)

Im Gegensatz zu den zuvor vorgestellten Reglerstrukturen liegt bei dem in Bild 10 dargestellten vollständigen Zustandslageregler keine kaskadierte Struktur aus Drehzahl- und überlagertem Lageregelkreis vor. Die nicht meßbaren Zustandsgrößen werden über einen Störgrößenbeobachter, der hier als stationäres Kalman-Filter ausgelegt ist, geschätzt. Der Entwurf als Kalman-Filter bietet den Vorteil, daß Prozeß- und Meßrauschen beim Entwurf direkt berücksichtigt werden können. Die Kombination aus Regler und Beobachter wird LQG [2] (linearer Regler mit quadratischem Gütekriterium bei Annahme von Gauß'schem Rauschen) bzw. „dynamischer Regler“ genannt. Zur

Beschreibung des Entwurfs muß an dieser Stelle auf [1] verwiesen werden, wo alle notwendigen Entwurfsschritte ausführlich dokumentiert sind. Hier kann neben einer kurzen Charakterisierung lediglich auf die notwendigen Modifikationen verglichen mit [1] eingegangen werden, die sich auf folgende Punkte beziehen:

- In [1] wird von einer abtriebsseitigen Messung der Position ausgegangen, die hier definitionsgemäß nicht zur Verfügung steht. Daher ist das Streckenmodell, das dem Beobachter (stationäres Kalman-Filter) zugrunde liegt, zu modifizieren.
- Um das Streckenmodell im Beobachter möglichst genau an die reale Strecke anzupassen, wird der Beobachter bzgl. der Federsteifigkeit adaptiert.
- Anstelle des gemessenen drehmomentbildenden Stroms wird das über ein  $PT_1$ -Glied verzögerte Soll Drehmoment als Eingangsgröße benutzt.

Die Auslegung des Reglers bzw. des Beobachters erfolgt durch Minimierung eines quadratischen Gütekriteriums.

### Reglerentwurf

Um den Verlauf der Referenzgrößen bzw. das Lastmoment als Störgröße berücksichtigen zu können, wird das lineare Streckenmodell um geeignete lineare Modelle erweitert, die die zeitlichen Verläufe der Referenzgrößen  $(\varepsilon_p, \omega_p, \alpha_p)$  und der Störgröße  $M_L$  möglichst gut nachbilden. Um Anforderungen an den Lage- bzw. Geschwindigkeitsfehler beim Entwurf einfach berücksichtigen zu können, wird ein Gewichtsmo- dell eingeführt, das die Regelfehler als Ausgang des Systems definiert. Dies führt auf das augmentierte System  $\dot{x}_a = A_a x_a + B_a u_a, y_a = C_a x_a$ . Zur Berechnung der Reglerkoeffizienten  $K = [k_{\alpha_p}, k_{\omega_p}, k_{\varepsilon_p}, k_{M_M}, k_{\omega_M}, k_{\varepsilon_M}, k_{\omega_L}, k_{\varepsilon_L}, k_{M_L}]$  (s. Bild 10) wird das quadratische Gütekriterium

$$J = \int_0^{\infty} (y_a^T Q y_a + u_a^T R u_a) dt \rightarrow \min \quad (5)$$

minimiert.  $Q$  und  $R$  stellen geeignet zu wählende Gewichtsmatrizen dar, s. [1].

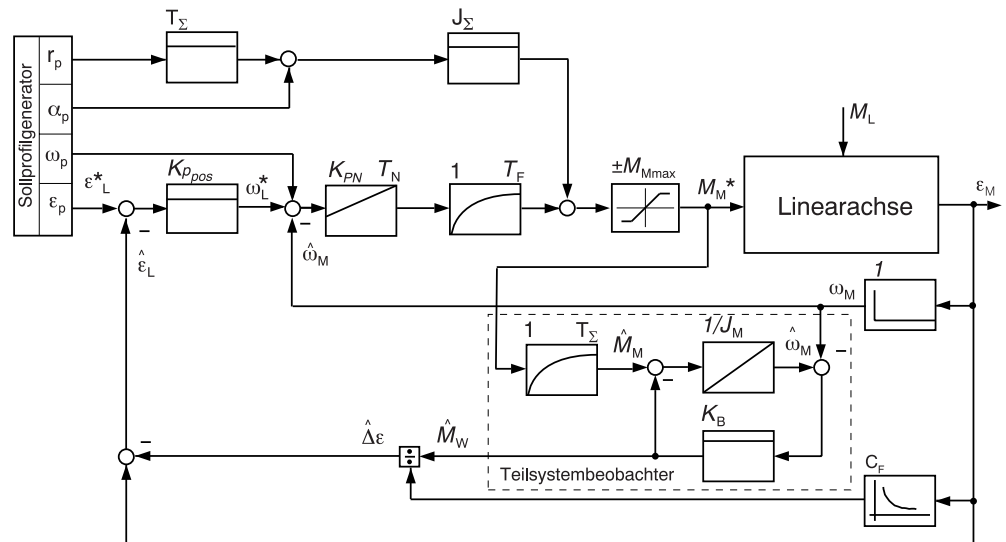
### Beobachterentwurf

Die Struktur des Beobachters stimmt exakt mit der des innerhalb des P-PDD-Reglers verwendeten Störgrößenbeobachters überein. Hier wird die Beobacherverstärkung  $L$  nicht durch Polvorgabe sondern durch Minimierung des Gütekriteriums

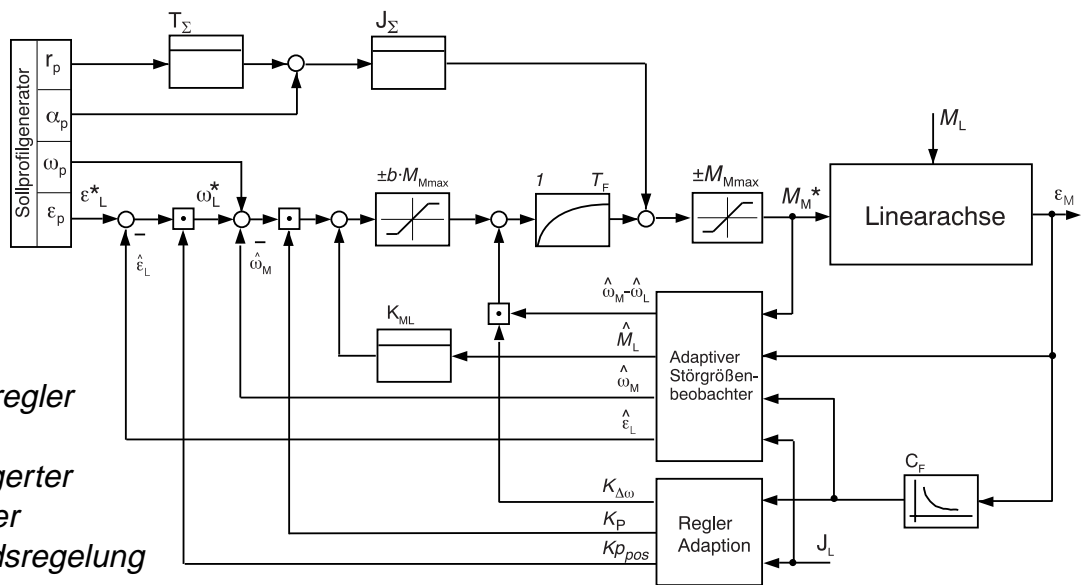
$$J = \lim_{t \rightarrow \infty} E \{ (x - \hat{x})^T \cdot (x - \hat{x}) \} \rightarrow \min, \quad \hat{x} : \text{geschätzter Zustand} \quad (6)$$

berechnet. Neben der Berücksichtigung des Lastdrehmoments durch ein Störmodell wird das Streckenmodell um Rauschprozesse erweitert, indem den Signalen  $\hat{M}_M(t)$  und  $\frac{d}{dt} M_L(t)$  additiv Prozeßrauschen und der Lage  $\varepsilon_M$  Meßrauschen überlagert wird. Über die Intensitäten dieser Rauschprozesse erfolgt dann letztendlich die Dimensionierung des Kalman-Filters [2]. Da eine Berechnung der Filterverstärkung  $L$  rechenintensiv ist, werden zur Adaption des Beobachters Look-Up-Tabellen benutzt, in denen die offline berechneten Koeffizienten der Filterverstärkung in Abhängigkeit der Position abgespeichert sind. Das Auslesen dieser Koeffizienten ersetzt, verglichen mit dem unter dem P-PDD-Regler beschriebenen Algorithmus, die Online-Berechnung der Beobacherverstärkung. Der zweite Schritt wird analog durchgeführt.

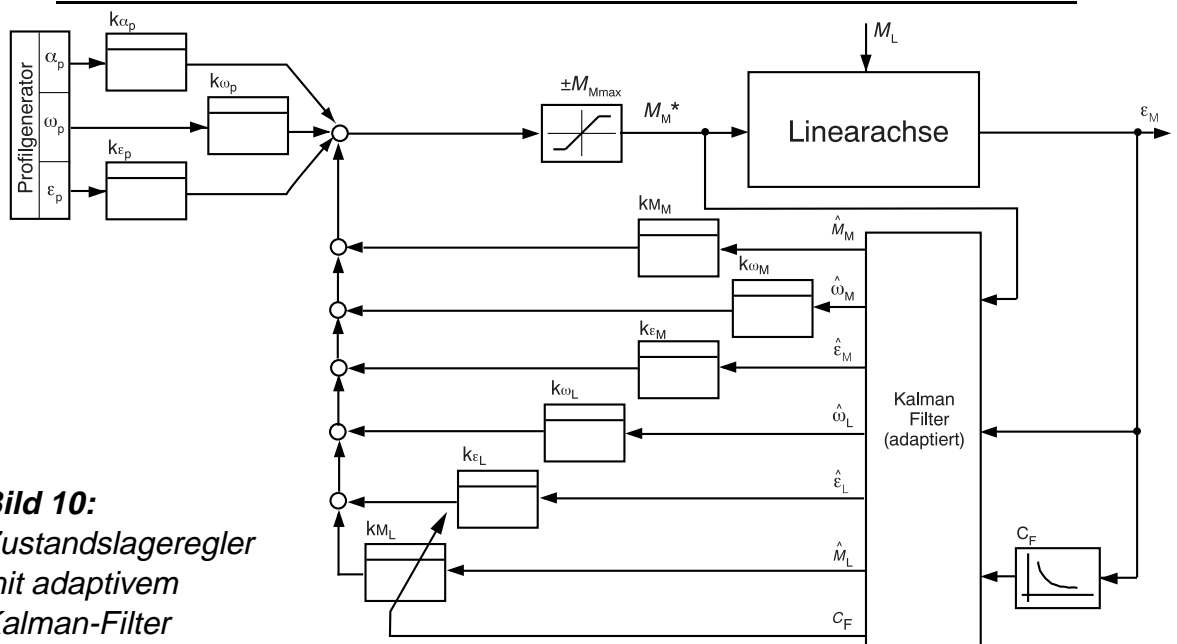
**Bild 8:**  
P-PI-Regler  
mit  
Teilsystembeobachter



**Bild 9:**  
P-Lageregerler  
mit  
unterlagerter  
adaptiver  
Zustandsregelung



**Bild 10:**  
Zustandslageregerler  
mit adaptivem  
Kalman-Filter



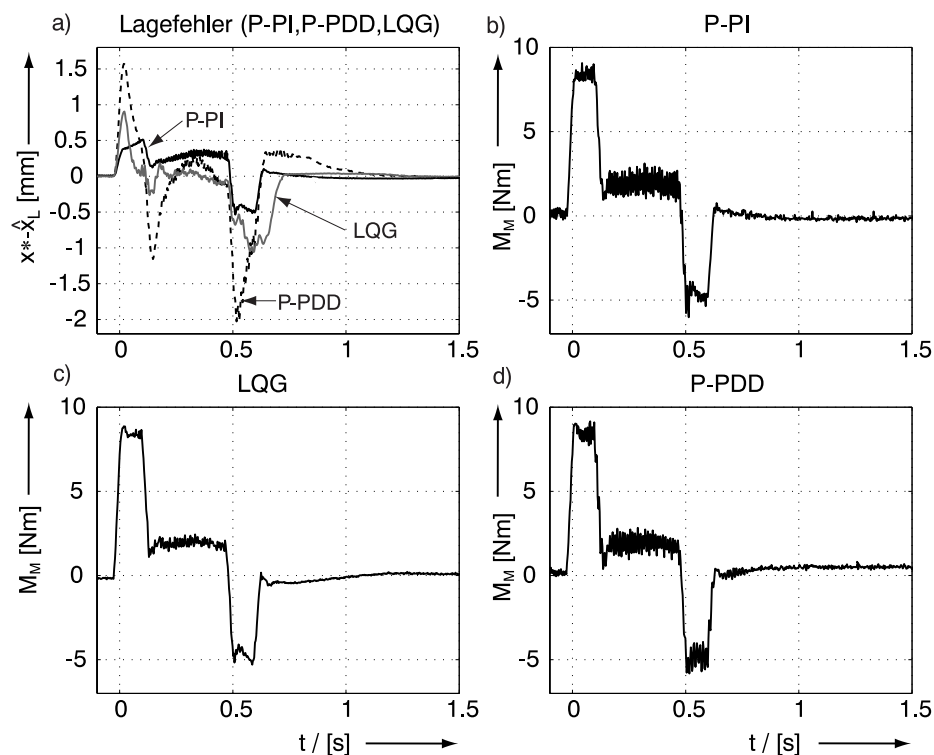


Aufgrund der variierenden Federsteifigkeit ist der nicht adaptive Regler zunächst stationär ungenau, was aus der Bedingungsgleichung für stationäre Genauigkeit, die auf den Zusammenhang  $k_{M_L} = 1 - k_{M_M} - k_{\epsilon_M} / C_F$  führt, ersichtlich wird. Um stationäre Genauigkeit gewährleisten zu können, wird  $k_{M_L}$  gemäß obiger Beziehung adaptiert, was in Bild 10 angedeutet ist. Eine andere Möglichkeit zur Sicherung der stationären Genauigkeit wäre die Adaption aller Reglerparameter über eine offline berechnete Tabelle. Diese Methode wurde allerdings nicht weiter untersucht.

Insgesamt bleibt festzuhalten, daß für den hier kurz beschriebenen Regler- und Beobachterentwurf eine relativ langwierige, iterative Prozedur aus Entwurf, Simulation und Feinabstimmung der Parameter am Antrieb nötig ist. Prinzipiell kann durch den Verzicht auf die kaskadierte Reglerstruktur allerdings eine verbesserte Gesamtdynamik erzielt werden, was durch eine erschwerte Inbetriebnahme des Reglers erkauft werden muß.

#### 4 Vergleich der Reglerstrukturen

Um die einzelnen Regler miteinander vergleichen zu können, wurden die verschiedenen Experimente mit immer der gleichen Konfiguration des Versuchsstandes durchgeführt. Das in Bild 11 dargestellte Führungsverhalten wurde bei einer Zusatzmasse von  $5\text{ kg}$  und an das maximale Moment angepaßten Sollprofilen [10] (s. Bild 7) untersucht. Für alle Regler wurde eine Feinabstimmung der Reglerparameter am Antriebsstand durchgeführt. Die beiden nichtadaptiven Regler P-PI und LQG wurden jeweils für die maximale Federsteifigkeit  $C_{F_{max}}$  dimensioniert, was sich experimentell als geeignet herausgestellt hat. In Bild 11a sind die geschätzten Lagefehler  $e = x^* - \hat{x}_L$  der einzelnen Regler, in Bild 11b-d die Verläufe der jeweiligen Motormomente dargestellt. Vergleicht man die Verläufe miteinander, sind folgende Schlüsse zu ziehen:

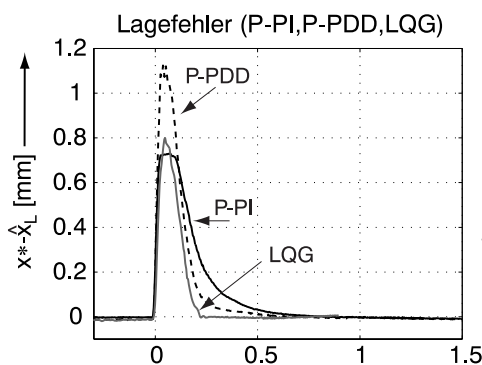


**Bild 11:** Vergleich der Regelungsstrukturen - Führungsverhalten

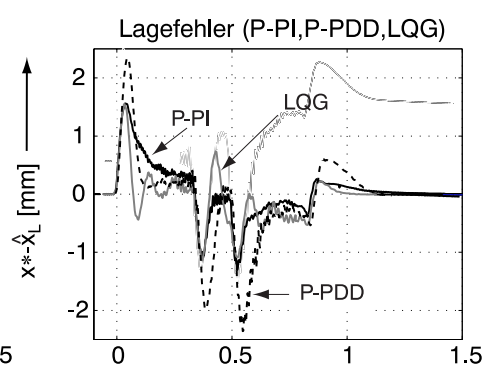
- Das Führungsverhalten, das wesentlich durch eine geeignete Vorsteuerung bestimmt wird, und die stationäre Genauigkeit aller Regler unterscheiden sich nicht wesentlich.
- Der P-PDD-Regler weist die größten Abweichungen vom Sollwert auf.
- Der klassische P-PI-Regler erzielt die geringsten Abweichungen, weist aber eine im Bild nicht erkennbare längere Ausregelzeit bis zum Erreichen der Zielposition auf als der LQG-Regler.
- Der LQG-Regler, der eine deutlich höhere Bandbreite besitzt, unterdrückt Rauschen und parasitäre Resonanzen mit Abstand am Besten, weist allerdings im Stillstand einen auf Reibung zurückzuführenden Grenzyklus sehr geringer Frequenz und Amplitude auf, der in Bild 11 aufgrund der Auflösung nicht zu erkennen ist.

Zur Untersuchung des Störverhaltens wurde zum Zeitpunkt  $t = 0\text{s}$  eine in Verfahrrichtung auf den Schlitten wirkende konstante Kraft schlagartig eliminiert. Die resultierenden Lagefehler sind in Bild 12 dargestellt.

- Die maximalen Abweichungen von P-PI und LQG sind annähernd gleich, allerdings ist die Ausregelzeit des LQG-Reglers deutlich kürzer, was auf eine erhöhte Steifigkeit des geregelten Systems schließen läßt.



**Bild 12: Störverhalten**



**Bild 13: Führungsverhalten bei einer Zusatzmasse von 15kg**

Zur Untersuchung der Empfindlichkeit bzgl. einer Variation der Lastmasse wurden die Regler wie gehabt auf eine Zusatzmasse von 5kg ausgelegt aber mit einer Zusatzmasse von 15kg betrieben. Als einzige Änderung wurden die Sollprofile an die maximal zulässige Lastmasse angepaßt. In Bild 13 ist das Führungsverhalten bei variiertem Lastmasse dargestellt. Alle Regler arbeiten weiterhin stabil, obwohl sich die Lagefehler vergrößern, was im wesentlichen auf die nicht angepaßte Vorsteuerung zurückzuführen ist. Im wesentlichen bleiben aber die oben skizzierten Eigenschaften erhalten. Erhöht man die Lastmasse weiter, stößt gefolgt vom P-PDD-Regler zuerst der LQG-Regler an seine Stabilitätsgrenze. Der P-PI-Regler bleibt aufgrund seiner geringeren Bandbreite bei allen Zusatzgewichten (0kg...30kg) stabil.

## 5 Bewertung

Die qualitative Bewertung der einzelnen Regler erfolgt tabellarisch in Tab. 1. Als Fazit bleibt festzuhalten, daß der P-PI-Regler im Vergleich zu den anderen Reglern relativ gut abgeschnitten hat. Daher ist nach Meinung des Autors der Aufwand, erweiterte Regler für Zahnriemengetriebene Linearachsen mit einer Dämpfung  $d \geq 0,1$  zu implementieren

ren, nicht notwendig. Allerdings sollten zur geeigneten Dimensionierung des Reglers die Parameter des Zweimassensystems inklusive der Kennlinie für die Federsteifigkeit identifiziert werden. Desweiteren kann der vorgestellte P-PI-Regler durch einfache Maßnahmen noch weiter verbessert und die Bandbreite des Lageregelkreises erhöht werden.

	P-PI	P-PDD	LQG
Führungsverhalten	+	o	+
Störverhalten	+	o	++
Rauschunterdrückung	o	o	++
Robustheit bzgl. $\Delta J_L$	++	+	o
Bandbreite	niedrig	mittel	hoch
Positioniergenauigkeit / stat. Genauigkeit	+	+	+ (aber Grenzyklus)
Aufwand bzgl. Inbetriebnahme	gering	mittel	hoch
Berechnungsaufwand (online)	gering	hoch	mittel
Identifikation (ZMS) notwendig	ja	ja	ja

Table 1: Bewertung der untersuchten Reglerstrukturen

## Danksagung

Die Autoren danken der deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) für die Förderung des Projektes „Lernfähige, selbsteinstellende Antriebsregelung mit neuronaler Hardware“ sowie den Firmen *Festo AG & Co.* und *Lust Antriebstechnik* für die zur Verfügung gestellte Linearachse bzw. den Servoregler.

## Literatur

- [1] **Henrichfreise H.:** *Prototyping of a LQG Compensator for a Compliant Positioning System with Friction*. TransMechatronik (HNI Verlagsschriftenreihe), Paderborn, 1997, pp. 121-144.
- [2] **Lewis F.:** *Applied Optimal Control & Estimation*. Prentice Hall and Texas Instruments, Englewood Cliffs, New Jersey, 1992.
- [3] **Naslin, P.:** *Dynamik linearer und nichtlinearer Systeme*. Oldenbourg Verlag, München, Wien, 1968.
- [4] **Wertz H., Bünte A., Schütte F., Grotstollen H.:** *Ein rechnergestütztes Inbetriebnahmewerkzeug für geregelte industrielle Antriebssysteme mit schwingungsfähiger Mechanik*. SPS-Drives 97, Nürnberg, Germany, pp. 410-421.
- [5] **Wertz H., Beineke S.:** *Analysetool für die systematische Reglerinbetriebnahme von Servoantrieben*. SPS-Drives 99, Nürnberg, in diesem Tagungsband.
- [6] **Schütte F., Beineke S., Henke M., Grotstollen H.:** *Drehzahlregelung eines elastischen Zweimassensystems mit On-line-Identifikation lastseitiger Reibung und aktiver Schwingungsdämpfung bei Stellgrößenbegrenzung*. Tagungsband SPS/IPC/DRIVES 1996, Sindelfingen, Germany, pp. 303-315.
- [7] **Beineke S., Wertz H., Schütte F., Grotstollen H., Fröhleke N.:** *Identification of Nonlinear Two-Mass Systems for Self-Commissioning Speed Control of Electrical Drives*. Proceedings of IECON 1998, Aachen, Germany, pp. 2251-2256.
- [8] **Buxbaum A., Schierau K.:** *Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik*. AEG-TELEFUNKEN-Handbücher, Band 16, Elitera-Verlag Berlin, 1974.
- [9] **Föllinger O.:** *Regelungstechnik*. 8. überarbeitete Auflage, Hüthig Verlag, Heidelberg, 1994.
- [10] **Ketterer G.:** *Automatisierte Inbetriebnahme elektromechanischer, elastisch gekoppelter Bewegungsachsen*. Dissertation ISW Universität Stuttgart, Springer-Verlag, Heidelberg, 1995.