

Numerisch robuste Implementierung von Abtastreglern für Flugsteuerungsaktuatoren

Markus Gustav Kliffken, Bühlertal und Marcus Heinrich Gojny, Hamburg

Dipl.-Ing. Markus Gustav Kliffken arbeitete am Arbeitsbereich Flugzeug-Systemtechnik (Prof. Dr.-Ing. U. Carl) der Technischen Universität Hamburg-Harburg. Sein Arbeitsfeld war die lineare und nichtlineare Regelung elektrohydraulischer Ruderstellensysteme. Inzwischen ist er in der Elektronikentwicklung des Geschäftsbereichs K4 der Robert Bosch GmbH tätig.

Adresse: Robert Bosch GmbH, K4/EKE4, Postfach 1163, D-77830 Bühlertal, Tel. (07223)82-2644, E-mail: Markus.Kliffken@pcm.bosch.com.

Dipl.-Ing. Marcus Heinrich Gojny beschäftigte sich während seiner Diplomarbeit am Arbeitsbereich Flugzeug-Systemtechnik mit dieser Thematik. Inzwischen arbeitet er dort als wissenschaftlicher Mitarbeiter auf dem Gebiet der Aktuatorregelung in aeroelastischer Umgebung.

Adresse: Technische Universität Hamburg-Harburg, Arbeitsbereich Flugzeug-Systemtechnik, D-21071 Hamburg, Tel. (040)74315-211, E-mail: gojny@tu-harburg.de.

Die konventionelle Realisierung von Abtastreglern für elektrohydraulische Flugsteuerungsaktuatoren zeigt erhebliche Schwächen bezüglich der Wahl der Abtastzeit, der Zahlendarstellung endlicher Wortlänge und Signalquantisierung. Eine deutliche Verbesserung verspricht die Verwendung der modifizierten Beschreibungsform auf der Basis des δ -Operators. Dieses wird anhand verschiedener Überlegungen plausibilisiert und durch Prüfstandsversuche belegt.

Numerical Robust Implementation of Sampled-Data Controllers for Flight Control Actuators

The traditional realization of sampled-data controllers for electrohydraulic flight control actuators shows considerable weakness concerning the choice of sampling period, finite word length effects and signal quantization. A remarkable improvement is expected by using the description form based on the δ -operator. These considerations follow from different arguments and are proved by real tests.

1 Einführung

Um den wachsenden Anforderungen zukünftiger Flugsteuerungen zu genügen, wurde auf der Grundlage des Parameterraumverfahrens [2] ein Konzept zur robusten Regelung ihrer elektrohydraulischen Aktuatoren erarbeitet [8, 9]. Es erweitert derzeit übliche Regler zu einem Zustands- bzw. Ausgangsregler inklusive Schätzeinrichtung bei gleichzeitiger Berücksichtigung einer Abtastrealisierung. Die Validierung dieses Ansatzes sollte auf einem realitätsgetreuen Prüfstand erfolgen, was jedoch mit erheblichen Schwierigkeiten verbunden war. Während die Regler in der nichtlinearen Simulation einwandfrei funktionierten, zeigten die Versuche ein vollständig anderes Bild — die Einhaltung der Güteforderung ließ sich lediglich in einem schmalen Intervall der Abtastzeit verifizieren. Vor allem bei kürzeren Abtastzeiten, als sie beispielsweise [1] vorschlägt, traten heftige Oszillationen auf. Dieses ließ sich auf die für digitale Systeme typischen Effekte zurückführen: Quantisierung und Zahlendarstellung endlicher Wortlänge im Zusammenhang mit schneller Abtastung. Aus praktischen Erwägungen war jedoch eine Verkürzung der Abtastzeit erwünscht, um auf die differenzierend eingreifenden Störlasten reagieren zu können sowie eine überlagerte Funktionsprüfung zu gewährleisten. Zur Lösung kamen zwei Vorgehensweisen in Frage:

1. Entwurf einer speziell zugeschnittenen digitalen Reglerstruktur [14, 16] oder
2. Nutzung einer alternativen Beschreibungsform von Abtastsystemen [4, 13].

Da letztere neben günstigen Eigenschaften bezüglich der Implementierung ebenfalls die Perspektive einer allgemeingültigen Systematik bot, wurde sie bevorzugt [7].

Im folgenden wird die konventionelle Beschreibungsform von Abtastsystemen wiederholt und anschließend die modifizierte Form auf der Basis des δ -Operators eingeführt, ohne jedoch tiefer in die mathematischen Details einzudringen. Ziel ist es vielmehr, ihren Gewinn anhand ausgewählter Betrachtungen zu plausibilisieren und letztlich durch die Anwendung zu belegen.

2 Beschreibungsformen

Sofern es sich um ein lineares zeitinvariantes Abtastsystem handelt, gilt für dessen kontinuierliches Subsystem die übliche Zustandsraumbeschreibung [1]

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t). \end{aligned} \quad (1)$$

2.1 Konventionelle Form

Die konventionelle Beschreibung zeitdiskreter Systeme basiert auf der Anwendung des Verschiebeoperators

$$qx(k) := x(k+1). \quad (2)$$

Er veranschaulicht die gedankliche Verknüpfung zwischen zeitdiskreter Eigendynamik und Schieberegistern [1, 15]. Hieraus leitet sich für lineare zeitinvariante Systeme die bekannte Zustandsraumdarstellung

$$\begin{aligned} \mathbf{q}\mathbf{x}(k) &= \mathbf{A}_q\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_q\mathbf{u}(k), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ab. Aus der Lösung der Zustandsdifferentialgleichung des kontinuierlichen Systems (1), dessen Eingangsgrößen abgetastet und über ein Abtastintervall T gehalten werden, folgen die zeitdiskrete System- und Eingangsmatrix

$$\mathbf{A}_q = \exp(\mathbf{A}T) \quad \text{und} \quad \mathbf{B}_q = \int_0^T \exp(\mathbf{A}\tau) d\tau \mathbf{B}. \quad (4)$$

Die Ausgangs- und Durchgangsmatrix bleiben hingegen unverändert.

Mit der z -Transformation existiert ein korrespondierender Bildbereich. Deren Verknüpfung mit der Laplace-Transformation folgt aus die Definition der komplexen Variable

$$z := \exp(sT). \quad (5)$$

2.2 Modifizierte Form

Im Jahre 1990 formulierten *R.H. Middleton* und *G.C. Goodwin* eine vereinheitlichende Theorie zeitdiskreter linearer Systeme [13]. Sie basiert auf dem δ -Operator, der aus der linearen Abbildung des Verschiebeoperators entsteht

$$\delta := \frac{q-1}{T}. \quad (6)$$

Während der Verschiebeoperator lediglich das Bildungsgesetz der Zahlenfolge $x(k)$ beschreibt, ist die Abtastzeit nun expliziter Bestandteil

$$\delta x(k) := \frac{x(k+1) - x(k)}{T}. \quad (7)$$

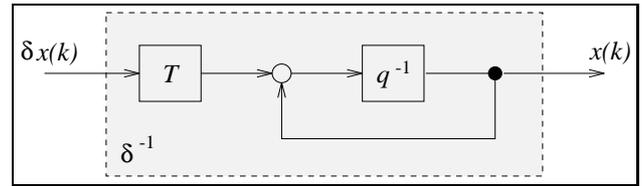


Bild 1: Inverser δ -Operator

Um geläufige Analyse- und Simulationswerkzeuge beizubehalten, interessiert ebenfalls die Formulierung des inversen δ -Operators, dessen Realisierung als digitaler Integrator Bild 1 illustriert.

Die Anwendung von (6) auf (3) liefert die strukturell unveränderte Zustandsraumbeschreibung

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{x}(k) &= \mathbf{A}_\delta \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_\delta \mathbf{u}(k), \quad \mathbf{x}(0) = \mathbf{x}_0 \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) + \mathbf{D}\mathbf{u}(k). \end{aligned} \quad (8)$$

Für dessen System- und Eingangsmatrix gelten dann

$$\mathbf{A}_\delta = \frac{1}{T} (\mathbf{A}_q - \mathbf{I}) \quad \text{und} \quad \mathbf{B}_\delta = \frac{1}{T} \int_0^T \exp(\mathbf{A}\tau) d\tau \mathbf{B}. \quad (9)$$

Erfreulich ist hierbei, daß die Kenntnis der Fundamentalmatrix \mathbf{A}_q die Bestimmung des Zustandsraummodells einfach ermöglicht und die Ausgangs- sowie die Durchgangsmatrix wiederum erhalten bleiben.

Den zum δ -Operator korrespondierenden Bildbereich begründet die DELTA-Transformation [4]. Analog zum δ -Operator entsteht deren zentrales Element aus der komplexen Variablen des z -Bereiches

$$\gamma := \frac{1}{T} (z - 1). \quad (10)$$

3 Plausibilisierung

3.1 Zeitbereich

Den δ -Operator veranschaulicht die Interpretation als Differenzenquotient (Bild 2), welcher für kleine Abtast-

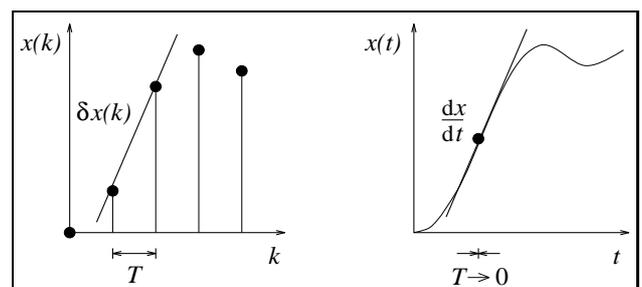


Bild 2: Interpretation des δ -Operators

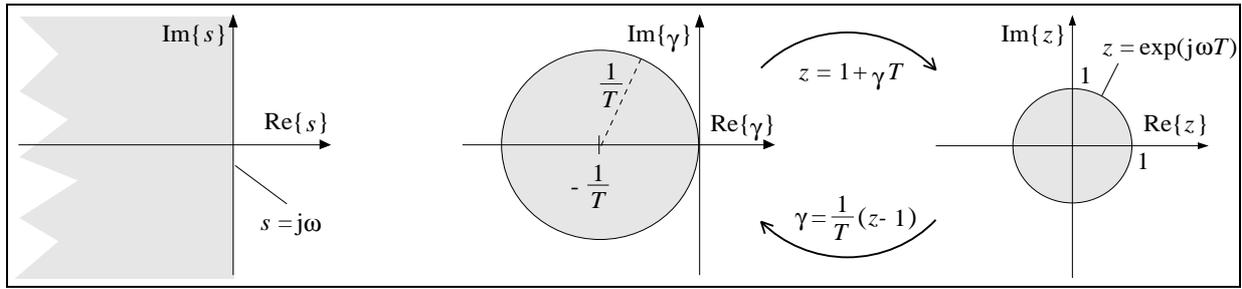


Bild 3: Stabilitätsrand im s -, γ - und z -Bereich

zeiten gegen den Differentialquotienten strebt

$$\lim_{T \rightarrow 0} \delta x(k) = \frac{d}{dt} x(t) \circ \bullet sX(s). \quad (11)$$

Letzterer korrespondiert mit dem Laplace-Operator und bildet die Basisoperation der zeitkontinuierlichen Systembeschreibung. Auch an der Zustandsraumbeschreibung (8) ist dieser stetige Übergang leicht nachzuvollziehen. Setzt man die Reihenentwicklung der Matrixexponentialfunktion in die Bestimmungsgleichung der zeitdiskreten Systemmatrix ein, konvergiert der Grenzwert gegen die kontinuierliche Systemmatrix

$$\lim_{T \rightarrow 0} \mathbf{A}_\delta = \lim_{T \rightarrow 0} \left(\mathbf{A} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(\mathbf{A}T)^i}{(i+1)!} \right) \equiv \mathbf{A}; \quad (12)$$

gleiches gilt für die Eingangsmatrix. Folglich streben sowohl die Pole als auch die Nullstellen mit steigender Abtastfrequenz gegen ihre kontinuierlichen Repräsentanten.

Wird hingegen die Formulierung mittels Verschiebeoperator herangezogen, gilt

$$\lim_{T \rightarrow 0} \mathbf{A}_q = \lim_{T \rightarrow 0} \exp(\mathbf{A}T) \equiv \mathbf{I}. \quad (13)$$

Demnach konvergiert die konventionelle Repräsentation nicht gegen die kontinuierliche — weder die Systembeschreibung noch deren Pole und Nullstellen.

3.2 Bildbereich

Die Dualität zwischen Original- und Bildbereich spiegelt sich ebenfalls in dem zur δ -Beschreibung korrespondierenden γ -Bereich wieder. So zeigen A. Feuer und G.C. Goodwin in [4] die enge Verbindung zur einseitigen Laplace-Transformation. Ersetzt man die kontinuierliche Funktion $x(t)$ durch die Folge $x(k)$ und nähert man den Transformationskern aus (5) durch die ersten beiden Glieder der Reihenentwicklung für die Exponentialfunktion an, folgt mit der Substitution $s \rightarrow \gamma$ die Definition der einseitigen DELTA-Transformation

$$x(k) \circ \bullet X_\delta(\gamma) = T \cdot \sum_{k=0}^{\infty} (1 + \gamma T)^{-k} x(k). \quad (14)$$

Dabei ist die zur Näherung notwendige Bedingung $T \ll 1$ für schnell abgetastete Systeme praktisch immer erfüllt. Für verschwindende Abtastzeiten gilt sogar

$$\lim_{T \rightarrow 0} X_\delta(\gamma) \equiv X(s). \quad (15)$$

Während der Einheitskreis $|z| = 1$ das Stabilitätsgebiet im z -Bereich für jede Wahl der Abtastzeit berandet, variiert der Radius der Berandung im γ -Bereich umgekehrt proportional zur Abtastzeit; sein Mittelpunkt liegt bei $\gamma = -1/T$ (Bild 3). Für den Grenzfall $T \rightarrow 0$ streben Radius sowie Mittelpunkt gegen unendlich und das Stabilitätsgebiet entartet zu einem verallgemeinerten Kreis, welcher die linke komplexe Halbebene umschließt. Der γ -Bereich geht demnach stetig in den s -Bereich über.

Für die Übertragungsfunktionsmatrix gilt analog zur konventionellen Beschreibung:

$$\mathbf{G}_\delta(\gamma) = \mathbf{C} (\gamma \mathbf{I} - \mathbf{A}_\delta)^{-1} \mathbf{B}_\delta + \mathbf{D}. \quad (16)$$

Während ihre Pole direkt vom s - in den γ -Bereich abgebildet werden, existiert analog zum z -Bereich für die Nullstellen keine einfache, aus der allgemeinen Abbildungsvorschrift ableitbare Transformationsformel. Wie bereits von der konventionellen Beschreibung bekannt, erzeugt der Vorgang der Abtastung auch bei der modifizierten Form zusätzliche, endliche Nullstellen, die sogenannten *sampling zeros* [4]. Doch im Gegensatz zum z -Bereich wandern im γ -Bereich die gegenüber dem s -Bereich überzähligen Nullstellen für verschwindend kleine Abtastzeiten ins Unendliche.

3.3 Wortlängen und Quantisierung

Die digitale Implementierung approximiert analoge Signale sowie sämtliche Konstanten in einem endlichen, binären Zahlenformat. Dieses führt zu unterschiedlichen Erscheinungen:

1. Diskretisierung der Signalamplitude in Stufen (Signalquantisierung)
2. Abweichung vom nominalen Frequenzgang durch Wandlung in eine Darstellung endlicher Wortlänge (Koeffizientenquantisierung)

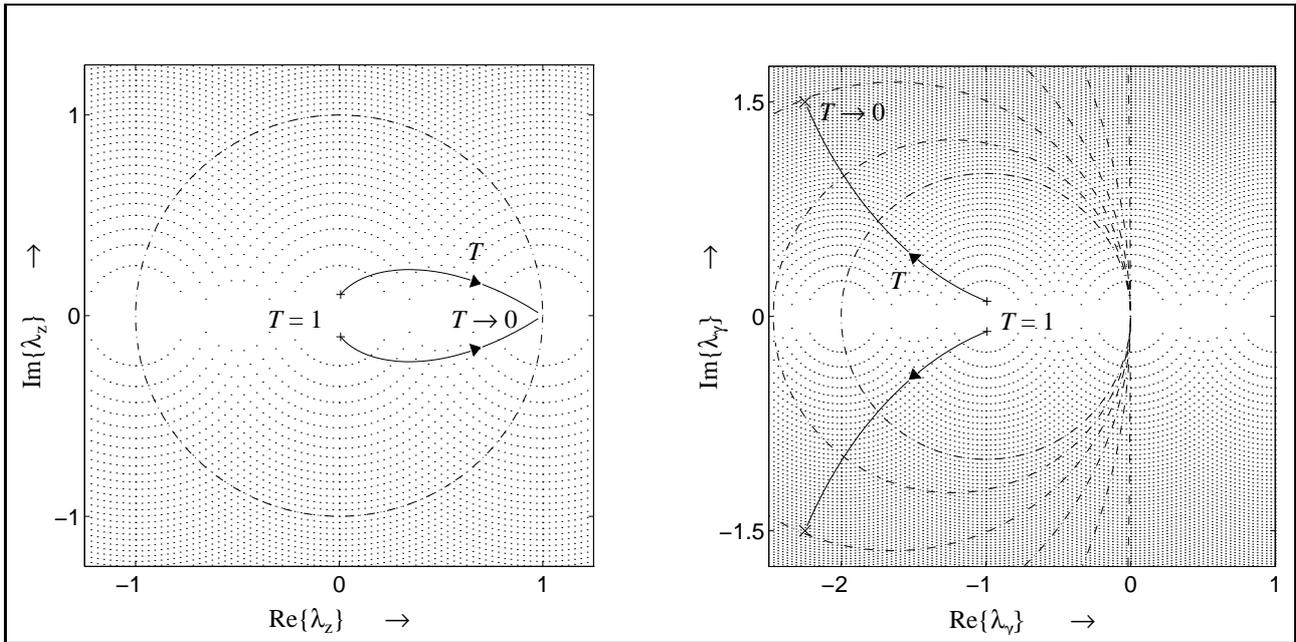


Bild 4: Wurzelorte in der komplexen Zahlenebene

Den nichtlinearen Effekt der Signalquantisierung modelliert die gängige Literatur oft als additives Rauschen im Nutzsignal [15]. Der Einfluß der Koeffizientenquantisierung ist anschaulich am Beispiel eines Systems zweiter Ordnung mit konjugiert komplexen Polen nachvollziehbar [12, 14, 16].

Im vorliegenden Fall einer Wortlänge von 4 Bit wird die komplexe Ebene auf der Basis einer Festkomma-Arithmetik in eine Untermenge diskreter Zahlen reduziert (Bild 4). Folglich sind nur diese Wurzelorte aufgrund des zur Verfügung stehenden Zahlenvorrates tatsächlich erreichbar. Auffallend ist zudem, daß sie unterschiedliche Dichten im jeweiligen Stabilitätsgebiet aufweisen. So beobachtet man im z -Bereich für den Trajektorienabschnitt großer Abtastzeiten eine besonders geringe Dichte. Die Eigenwerttrajektorien schneiden das Gebiet höherer Dichte ausschließlich für optimale Abtastzeiten [1]. Für eine schnellere Abtastung tauchen sie wieder in den Bereich sehr geringer Zahlendichte ein, was eine erhebliche Abweichung zwischen vorgegebener und realisierter Systemdynamik nach sich zieht. In Einzelfällen ist es zwar möglich, die Dichte im Gebiet um den Punkt $z = 1$ durch Einsatz spezieller Filterstrukturen zu erhöhen [16], jedoch steigt damit gleichzeitig der Aufwand.

Solange für die Abtastzeit $T < 1$ gilt, führen die Eigenwerttrajektorien des gleichen zeitdiskreten Systems im γ -Bereich mit abnehmender Abtastzeit stetig in ein Gebiet hoher Dichte (Bild 4). Praktisch wird die Abtastzeit höchstens gemäß [1] gewählt. So stellt die Definition (6) sicher, daß die Empfindlichkeit der Implementierung bezüglich der Koeffizientenquantisierung für klei-

nerer Abtastzeiten minimal ist. Im Gegensatz zur Implementierung mittels Verschiebeoperator verringert sich bei schnellerer Abtastung der Einfluß der Koeffizientenquantisierung, was ebenfalls Untersuchungen zur Sensitivität bestätigen [6, 14].

3.4 Übertragbarkeit

Grundsätzlich gilt eine problemlose Übertragbarkeit konventioneller Entwurfsmethoden [13]. So zeigt [6] beispielsweise die uneingeschränkte Anwendbarkeit des Optimalregler-Entwurfes. Im Zuge der Reglerauslegung von Aktuatorssystemen erschließt [7] den Entwurf mittels Parameterraumverfahren [2]. Gängige Methoden der Filterung und Identifikation diskutieren [4, 13].

Generell zeigt sich, daß der allgemeinere Charakter der modifizierten Beschreibungsform eine Berechnung per Hand nur noch in sehr einfachen Fällen zuläßt. Für die Anwendung von rechnergestützten Entwurfsverfahren bedeutet dieses jedoch keine Einschränkung, zumal Hilfsmittel in Form der frei verfügbaren *Delta-Toolbox* unter MATLAB bereits vorliegen.

4 Aktuatorregelung

4.1 Regelstrecke

Das dynamische Verhalten von Flugsteuerungsaktuatoren wird durch eine Standardservosteuerung geeignet approximiert [8, 10, 11]. Deren Modell (Bild 5) kennzeichnet die reduzierte Masse m_- , welche der Trägheit des Ruders entspricht. Als äußere Kräfte wirken daran: Luftla-

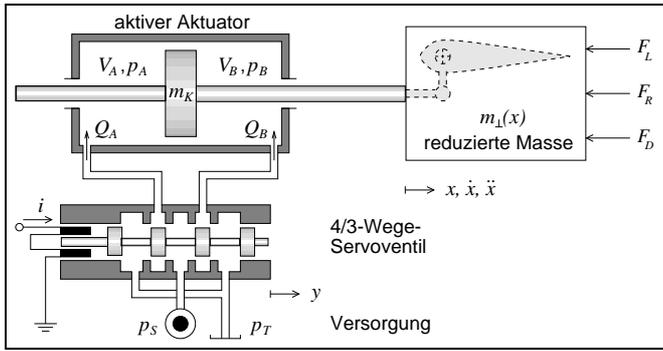


Bild 5: Physikalisches Modell der Regelstrecke

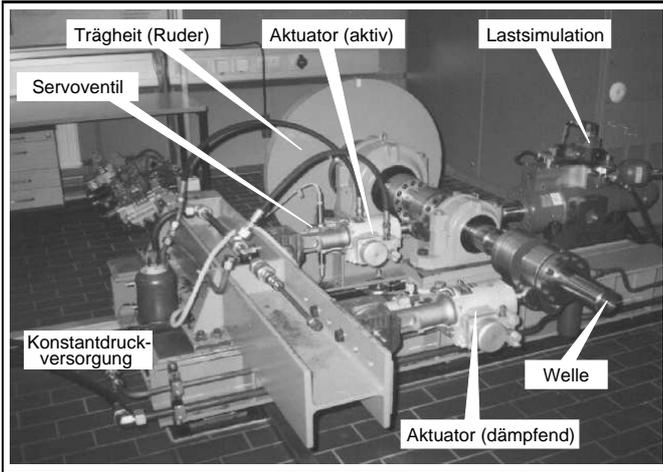


Bild 6: Ansicht des Aktuatorprüfstandes

sten F_L , Dämpfungskräfte durch parallel-redundante Aktuatoren F_D und Reibungskräfte F_R . Der Aktuator besteht aus dem Kolben der vernachlässigbaren Masse m_K und dem Gleichgangzylinder, welcher durch die Volumina $V_{A,B}$ und die Drücke $p_{A,B}$ charakterisiert ist. Durch den Strom i gesteuert, erfolgt die Anregung der Wirkungskette durch das 4/3-Wege-Servoventil über die Volumenströme $Q_{A,B}$. Hydraulisch versorgt wird der Aktuator mittels konstantem Speisedruck p_S und Tankdruck p_T .

Die lineare Beschreibung im Bildbereich kombiniert einen idealisierten Aktuator mit einem einfach modellierten Servoventil in Form einer Serienschaltung

$$G(s) = \frac{k_H \omega_H^2}{s(s^2 + 2d_H \omega_H s + \omega_H^2)} \cdot \frac{k_{SV}}{\tau_{SV} s + 1} \quad (17)$$

Hierin sind k_H die Verstärkung, d_H die Dämpfung und ω_H die Eigenkreisfrequenz des Aktuators sowie k_{SV} die Verstärkung und τ_{SV} die Zeitkonstante des Servoventils. Die konventionelle Diskretisierung im z -Bereich gelingt unter Berücksichtigung einer schnellen Abtastung ausreichend genau mittels bilinearer Transformation [1]; durch anschließendes Einsetzen der Definition (10) gelangt man in den γ -Bereich.

Der Prüfstands Aufbau in Bild 6 spiegelt die reale Kon-

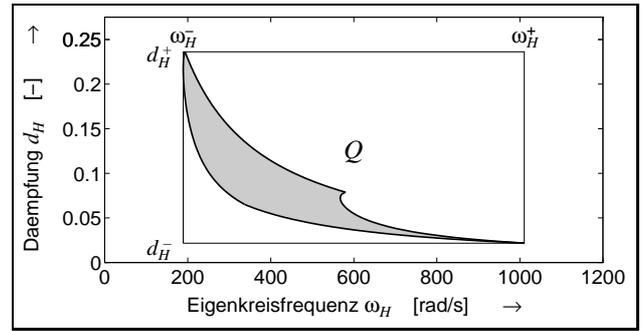


Bild 7: Unsicherheiten des linearen Modells

figuration eines typischen, zweifach redundanten Aktuator systems im Flugzeug wieder — hier für das innere Querruder des AIRBUS A330/340. Durch die austauschbaren Scheiben kann das Trägheitsmoment beliebiger Ruder erzeugt werden. Gekoppelt sind sie mit den beiden Aktuatoren und der Lastsimulation über die Welle. Die Nachbildung des Torsionsverhaltens vom Ruderkasten sowie der elastischen Kopplung der Aktuatoren an den Flügelkasten gelingt durch die verschiebbare Befestigung des äußeren Aktuators.

4.2 Regler

Die Vorteile von Zustandsreglern, die nach dem Parameterraumverfahren entworfen wurden, diskutieren [8, 9, 11] für den Fall kontinuierlicher und konventioneller zeitdiskreter Beschreibung. Oft können sie sowohl den immensen Parameterschwankungen im realen Flugbetrieb wie den für hydraulische Systeme typischen Nichtlinearitäten gerecht werden, welche sich als Unsicherheiten der konzentrierten Parametern des linearen Modells $\mathbf{q} = [\omega_H \ d_H]^T$ interpretieren lassen (Bild 7). Zur Spezifikation der Dynamik im γ -Bereich eignet sich wie im kontinuierlichen Fall eine Hyperbel, die eine minimale Bandweite und Dämpfung sichern. Eine ausführliche Beschreibung der Auslegung mittels simultaner Γ -Stabilisierung bietet [7], wobei sich die Vorgehensweise mit der in [8, 9] beschriebenen Strategie deckt.

Da die Messung sämtlicher Zustandsgrößen, Position x , Geschwindigkeit \dot{x} , Beschleunigung \ddot{x} des Aktuator kolbens sowie Position des Servoventilschiebers y einen unvermeidbar hohen, meßtechnischen Aufwand darstellt, ist eine geeignete Schätzstrategie erforderlich. Für die Generierung der Ableitungen aus der Kolbenposition eignen sich besonders impulsinvariante Differenzierfilter

$$G_q^D(z) = \frac{4z^{\frac{d+1}{2}}}{\pi T} \sum_{k=1}^{\frac{d+1}{2}} \frac{(-1)^{k+1}}{(2k-1)^2} \cdot (z^k - z^{k-1}) \quad (18)$$

ungerader Ordnung $(d+1)/2$ [9, 12], wobei für die angestrebte schnelle Abtastung $d \in [2; 3]$ meistens genügt. Auf-

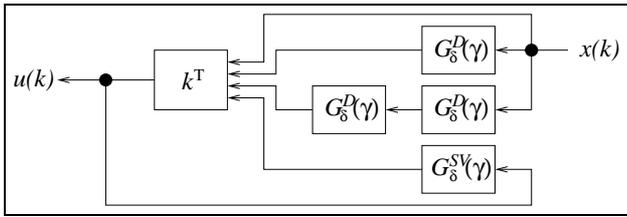


Bild 8: Struktur des implementierten Reglers

grund der hohen parametrischen Sicherheit eines geeignet geregelten Servoventilschiebers [3] reicht in Anlehnung an [5] ein mittels bilinearer Transformation diskretisiertes Verzögerungsglied erster Ordnung als Parallelmodell aus. Die Entsprechungen der Differenzierfilter und des Parallelmodells im γ -Bereich folgen dann einfach durch Einsetzen der Definition (10). Insgesamt ergibt sich die in Bild 8 dargestellte Struktur für den dynamischen Regler.

4.3 Validierung

Für den folgenden Vergleich wurde die Regelung sowohl konventionell als auch unter Berücksichtigung der modifizierten Form implementiert. Die Systemarchitektur (Transputereinschubkarte ADWIN-VR6 für PCs) sowie die Reglerstruktur blieben hingegen identisch. Die Parametrisierung wurde für jede Abtastzeit anhand der Güteforderung für die nominale Strecke angepaßt: Überschwingungsfreier Übergang $\zeta = 0.7$ bei einer Bandweite von $f_B = 10\text{Hz}$. Die Auflösung des Meßsignals betrug 6Bit, was eine äußerst drastische Signalquantisierung darstellte. Zur Berechnung der Stellgröße verfügte der dynamische Regler über die geringst mögliche Wortlänge von 8Bit. Die Berechnung selbst erfolgte systembedingt mittels Fließkomma-Arithmetik, wodurch die Auswirkungen bezüglich der Zahlendarstellung endlicher Wortlänge generell deutlich geringer ausfallen als bei der Festkomma-Arithmetik üblicher Mikroprozessoren.

Bild 9 gibt das Übergangsverhalten bei Führungssprüngen für beide Implementierungen bei unterschiedlichen Abtastzeiten wieder. Im direkten Vergleich zeigt sich teilweise ein vom Entwurfsziel erheblich abweichendes Zeitverhalten. Nur bei der als sehr groß einzuschätzenden Abtastzeit $T = 10\text{ms}$ beobachtet man bei beiden Alternativen eine vergleichbare Dynamik. Mit sinkender Abtastzeit $T \leq 5\text{ms}$ kennzeichnet die q -Implementierung eine zunehmende Neigung zur niederfrequenten Oszillation. Letztlich endet dieses im Bereich der eigentlich angestrebten Abtastzeiten $T \leq 1\text{ms}$ sogar in Dauerschwingungen. Die δ -Implementierung reagiert völlig anders. Schon bei der größten Abtastzeit schwingt der Aktuator weniger nach. Dieses verbessert sich mit Verringerung der Abtastzeit fortlaufend, bis keine Steigerung der Güte — für Abtastzeiten $T \leq 1\text{ms}$ — mehr

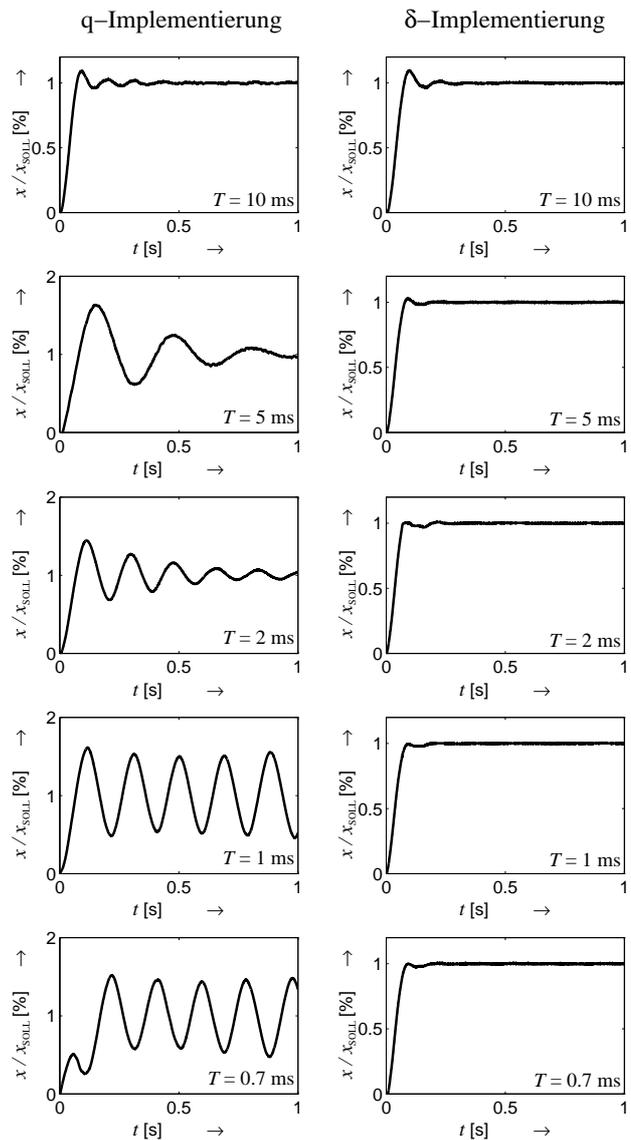


Bild 9: Prüfstandsversuche

erkennbar ist.

5 Abschließende Bemerkungen

Die gezeigten Prüfstandsversuche belegen die theoretisch herausgestellten Vorteile der modifizierten Beschreibungsform am Beispiel von Flugsteuerungsaktuatoren. Unter der hier nicht einschneidenden Einschränkung schneller Abtastung erweist sich die δ -Implementierung als wesentlich weniger empfindlich gegenüber den Quantisierungseffekten. Gerade bezüglich der Variation der Abtastzeit, welche in der ersten Designphase oft nicht fest steht und zudem vergleichbar mit den zu erwartenden Schwankungen in der robust auszuregelnden Eigenfrequenz ist, zeigen sich erhebliche Vorteile.

Den systemtheoretischen Gewinn durch die modifizierte Beschreibung veranschaulicht Bild 10. Während

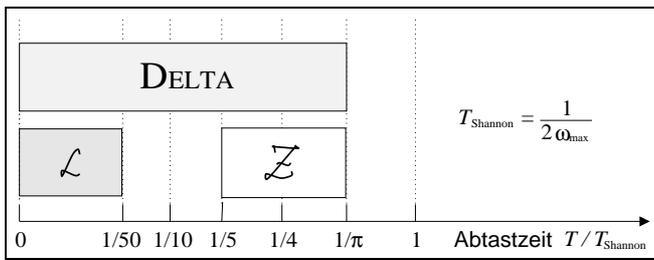


Bild 10: Einsatzfelder der Beschreibungsformen

die beiden herkömmlichen Systembeschreibungen eine Grauzone offen lassen, umschließt die modifizierte Beschreibung das gesamte Intervall relevanter Abtastzeiten. Bedeutend ist dieses gerade dann, wenn es sich um Systeme mit stark variierenden oder differierenden Eigenfrequenzen handelt, die robust geregelt werden sollen. Durch ihre geringe Empfindlichkeit gegenüber der Signalquantisierung sowie der rechnerischen Darstellung endlicher Wortlänge kann man zudem auf spezielle Realisierungsstrukturen verzichten. Somit existiert durch die Beschreibung auf der Basis des δ -Operators eine vereinheitlichte Repräsentation zeitdiskreter und kontinuierlicher Systeme, welche quasi keinen zusätzlichen Aufwand benötigt — weder bei der Systembeschreibung noch bei der Synthese von Regelsystemen. Es bietet sich deshalb an, bei geplanter digitaler Reglerrealisierung den Entwurf grundsätzlich in der modifizierten Form durchzuführen, da die quasi-kontinuierliche Lösung en passant abfällt.

Interessant für zukünftige Untersuchungen erscheint auch die Anwendung der modifizierten Beschreibung auf nichtlineare Systeme, da sie sich gegebenenfalls vorteilhaft anwenden läßt, wie [11] für den Entwurf nichtlinearer Abtastregler demonstriert.

Danksagung

Das Forschungsprojekt, in dessen Rahmen diese Arbeit entstand, wurde durch die *Daimler-Benz Aerospace Airbus GmbH* unterstützt.

Literatur

- [1] Ackermann, J.: Abtastregelung. Springer, Berlin, 2. Aufl., 1983.
- [2] Ackermann, J.; u.a.: Robuste Regelung. Springer, Berlin, 1993.
- [3] Eich, J.; Sattler, B.: Fault Tolerant Control System Design using Robust Control Techniques. IFAC Symposium: SAFE-PROCESS '97, S. 1246 – 1251.
- [4] Feuer, A.; Goodwin, G.C.: Sampling in Digital Signal Processing and Control. Birkhäuser, Boston MA, 1996.
- [5] Feuser, A.: Ein Beitrag zur Auslegung ventilgesteuerter hydraulischer Vorschubantriebe im Lageregelkreis. Dissertation, Universität Erlangen, 1983.
- [6] Gevers, M.; Li, G.: Parametrizations in Control, Estimation and Filtering Problems. Springer, London, 1993.
- [7] Gojny, M.H.: Anwendung der DELTA-Transformation zur Synthese robuster Abtastregelungen zum Einsatz an elektrohydrau-

schen Ruderstellensystemen. Diplomarbeit, TU Hamburg Harburg, 1997.

- [8] Kliffken, M.G.; Kruse, U.: Robuste Regelung elektrohydraulischer Aktuatoren. at—Automatisierungstechnik 11/97, S. 547 – 552.
- [9] Kliffken, M.G.: Robust Sampled-Data Control of Hydraulic Flight Control Actuators. Fifth Scandinavian International Conference on Fluid Power, Linköping, 1997.
- [10] Kliffken, M.G.; Kordt, M.: Struktureller nichtlinearer Zustandsreglerentwurf — Angewandt an Flugsteuerungsaktuatoren. at—Automatisierungstechnik 7/98, S. 326 – 332.
- [11] Kliffken, M.G.: Nichtlineare strukturelle Regelung, angewandt auf Stellsysteme der Flugsteuerung. Dissertation, TU Hamburg-Harburg, 1998.
- [12] Kroschel, K.; Kammeyer, K.D.: Digitale Signalverarbeitung. B.G. Teubner, Stuttgart, 2. Aufl., 1992.
- [13] Middleton, R.H.; Goodwin G.C.: Digital Control and Estimation – A Unified Approach. Prentice-Hall, Englewood Cliffs NJ, 1990.
- [14] Oberhofer, A.: Über die Realisierung digitaler Zustandsregler und deren Einsatz am Beispiel der Lageregelung eines elektrohydraulischen Vorschubantriebes. Dissertation, Universität Erlangen, 1989.
- [15] Williamson, D.: Digital Control and Implementation. Prentice-Hall, Brunswick, 1991.
- [16] Zölzer, U.: Digitale Audiosignalverarbeitung. B.G. Teubner, Stuttgart, 1996.