

# A Grundlegende Ergänzungen

## Singulärwerte einer Übertragungsmatrix

Der Begriff des Frequenzgangs eines SISO-Systems lässt sich auf Mehrgrößensysteme mit dem Übertragungsverhalten

$$\mathbf{z}(z) = \mathbf{G}_{zw}(z) \mathbf{w}(z) \text{ mit } \mathbf{G}_{zw}(z) = \mathbf{C}_z [z\mathbf{I} - \mathbf{A}_R]^{-1} \mathbf{B}_w \in \mathbb{R}^{q \times r}$$

erweitern, indem die Singulärwerte der Übertragungsmatrix  $\mathbf{G}_{zw}(z)$  durch  $z = e^{j\Omega}$  in den Frequenzgang transformiert werden. Die normierte Frequenz ist durch

$$\Omega = 2\pi \frac{f}{f_a}$$

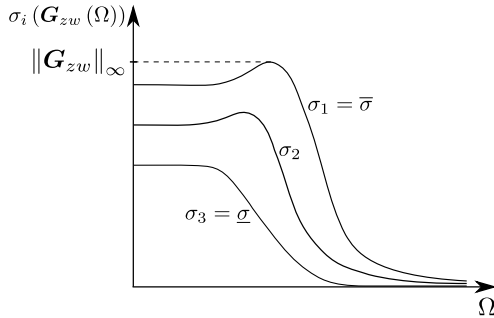
definiert. Diese stellt die bezüglich der Abtastfrequenz  $f_a$  normierte Kreisfrequenz  $2\pi f$  dar. Die Gleichung  $z = e^{j\Omega}$  beschreibt den Einheitskreis in der komplexen  $z$ -Ebene. Die Fourier-Transformierte eines zeitdiskreten Signals ist demnach gleich der  $z$ -Transformierten, ausgewertet auf dem Einheitskreis [51]. Der Frequenzgang der  $H_\infty$ -Norm (2.54) ist durch

$$\mathbf{z}(e^{j\Omega}) = \mathbf{G}_{zw}(e^{j\Omega}) \mathbf{w}(e^{j\Omega})$$

gegeben, wobei  $\mathbf{z}(e^{j\Omega}) = \mathbf{z}(z)|_{z=e^{j\Omega}}$ ,  $\mathbf{w}(e^{j\Omega}) = \mathbf{w}(z)|_{z=e^{j\Omega}}$  und  $\mathbf{z}(z) = \mathcal{Z}(\mathbf{z}[k])$ ,  $\mathbf{w}(z) = \mathcal{Z}(\mathbf{w}[k])$  mit der Notation  $\mathcal{Z}\{\cdot\}$  für die  $z$ -Transformation gelten. Im Folgenden wird zur Vereinfachung  $\mathbf{G}_{zw}(e^{j\Omega})$  durch  $\mathbf{G}_{zw}(\Omega)$  ersetzt. Im Fall eines SISO-Systems kann der Amplitudengang durch  $|\mathbf{G}_{zw}(\Omega)|$  angegeben werden. Für Mehrgrößensysteme werden dazu die Singulärwerte

$$\sigma_i(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)) = \sqrt{\lambda_i(\mathbf{G}_{zw}(\Omega) \mathbf{G}_{zw}(\Omega)^*)} = \sqrt{\lambda_i(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)^* \mathbf{G}_{zw}(\Omega))}$$

mit  $i = 1, \dots, \min(r, q)$  verwendet. Es gilt  $\mathbf{G}_{zw}(\Omega)^* = \mathbf{G}_{zw}(e^{-j\Omega})^T$  und die Eigenwerte  $\lambda_i$  sind stets nicht negativ. Es existiert ein größter  $\bar{\sigma}$  und



**Abbildung A.1:** Singularwerte  $\sigma$  und die  $H_\infty$ -Norm der Übertragungsmatrix. Das Maximum des größten Singularwertes über  $\Omega$  repräsentiert die  $H_\infty$ -Norm des LTI-Systems. Die Amplitudengänge des LTI-Systems liegen zwischen dem größten und kleinsten Singularwert [135].

kleinster  $\underline{\sigma}$  Singularwert, sodass

$$\bar{\sigma}(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)) = \sigma_1(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)) \geq \sigma_2(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)) \geq \dots \geq \underline{\sigma}(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)) \geq 0 \quad \forall \Omega$$

gilt, woraus

$$\underline{\sigma}(\mathbf{G}_{zw}(\Omega)) \leq \frac{\|\mathbf{z}(\Omega)\|_2}{\|\mathbf{w}(\Omega)\|_2} \leq \bar{\sigma}(\mathbf{G}_{zw}(\Omega))$$

folgt. Die einzelnen Amplitudengänge des Mehrgrößensystems liegen also zwischen dem größten und kleinsten Singularwert. Daher können die Singularwerte der Übertragungsmatrix als ein Maß für die Verstärkung des Systems interpretiert werden. Die Singularwerte sind positive Funktionen der Kreisfrequenz  $\Omega$ , wie in Abbildung A.1 skizziert. Im Fall eines SISO-Systems ist  $G_{zw}(\Omega)$  ein Skalar, es existiert nur ein Singularwert und es gilt  $\sigma(G_{zw}(\Omega)) = |G_{zw}(\Omega)|$  und für die  $H_\infty$ -Norm  $\|G_{zw}\|_\infty = \sup_{\Omega} |G_{zw}(\Omega)|$ .

Die  $H_\infty$ -Norm einer Übertragungsmatrix  $\mathbf{G}_{zw}(z)$  kann somit über ihre Singularwerte durch

$$\|\mathbf{G}_{zw}\|_\infty = \sup_{\Omega} \bar{\sigma}(\mathbf{G}_{zw}(\Omega))$$

definiert werden, siehe Abbildung A.1.

## Differenzgleichungen des zeitdiskreten PID-Reglers

Dieser Anhang beschreibt alle nötigen Zusammenhänge zwischen den Differenzgleichungen der diskreten PID-Regelung und den Differenzialgleichungen der kontinuierlichen PID-Regelung. Für weiterführende Literatur sei auf [98, 137, 143] verwiesen. Zunächst werden die folgenden kontinuierlichen Grundelemente

$$\mathbf{u}_P(t) = \tilde{\mathbf{K}}_P \mathbf{e}_R(t), \quad (\text{A.1})$$

$$\mathbf{u}_I(t) = \tilde{\mathbf{K}}_I \int_0^t \mathbf{e}_R(\tau) d\tau, \quad (\text{A.2})$$

$$\mathbf{u}_D(t) = \tilde{\mathbf{K}}_D \dot{\mathbf{e}}_R(t) \quad (\text{A.3})$$

mit dem Regelfehler  $\mathbf{e}_R(t)$  benötigt. Für die zeitdiskrete PID-Regelung werden diese Grundglieder durch

$$\mathbf{u}_P[k] = \tilde{\mathbf{K}}_P \mathbf{e}_R[k], \quad (\text{A.4})$$

$$\mathbf{u}_I[k] = \tilde{\mathbf{K}}_I T_a \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{e}_R[i], \quad (\text{A.5})$$

$$\mathbf{u}_D[k] = \tilde{\mathbf{K}}_D \frac{(\mathbf{e}_R[k] - \mathbf{e}_R[k-1])}{T_a} \quad (\text{A.6})$$

ersetzt. Die Zeit  $t$  wurde durch den Index  $k$  ersetzt, wobei  $k$  den Wert der Variablen zur Zeit  $t = kT_a$  kennzeichnet. Der Regelfehler  $\mathbf{e}_R[k]$  ist der zur Zeit  $t = kT_a$  abgetastete Wert. Die Integration (A.2) wurde durch die Summe ersetzt. Die Gleichung (A.5) beschreibt die Rechtecknäherung für die Integration mit dem Wert der linken Intervallgrenze nach [143]. Für die Rechtecknäherung kann ebenfalls die rechte Intervallgrenze sowie die Trapeznäherung verwendet werden. Der Differenzialanteil (A.3) wird durch die Differenz (A.6) ersetzt. Dadurch wird aus einem Differenzialquotient ein Differenzenquotient und folglich das kontinuierliche Differenzieren durch Differenzenbildung für diskrete Regler angenähert. Dies ist der Grund dafür, warum in digitalen Regelungen der einfache D-Regler (A.6) technisch realisierbar ist. Die Differenzenbildung wird wie bei der Integration mit der linken Intervallgrenze durchgeführt, wodurch die technische Realisierbarkeit

vereinfacht wird. Bei Regelgrößen mit Störungen oder Rauschen kann der Differenzialquotient (A.6) bei kleiner Abtastzeit  $T_a$  starke Schwankungen aufweisen, was wiederum zu unerwünscht starken Schwankungen in der Stellgröße führt. Um dies zu verhindern, kann laut [143] die Berechnung der Differenzen um eine gleitende Mittelwertbildung mehrerer Differenzberechnungen ergänzt werden. Durch die Parallelschaltung der Grundglieder (A.4), (A.5) und (A.6) entsteht das Regelgesetz der zeitdiskreten PID-Regelung

$$\mathbf{u}[k] = \mathbf{K}_P \mathbf{e}_R[k] + \mathbf{K}_I \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{e}_R[i] + \mathbf{K}_D (\mathbf{e}_R[k] - \mathbf{e}_R[k-1])$$

mit  $\mathbf{K}_P = \tilde{\mathbf{K}}_P$ ,  $\mathbf{K}_I = \tilde{\mathbf{K}}_I T_a$  und  $\mathbf{K}_D = \tilde{\mathbf{K}}_D / T_a$ , das äquivalent zu dem Regelgesetz (2.31) ist. Dieser PID-Regler wird auch als Stellungs- oder Positionsalgorithmus bezeichnet [137]. Zu beachten ist, dass die Parameter  $\mathbf{K}_I$  und  $\mathbf{K}_D$  von der Abtastzeit  $T_a$  abhängen. Da die Reglerparameter  $\mathbf{K}_P$ ,  $\mathbf{K}_I$  und  $\mathbf{K}_D$  im Entwurf als Entscheidungsvariablen aufgefasst werden, muss die Abtastzeit vor dem Entwurf festgelegt werden.

## Weitere Ausgangsrückführungen

### PI-Zustandsregelung mit Beobachter

Aufgrund der Überlagerung der beobachtergestützten Zustandsregelung mit einer PI-Regelung entfällt das Vorfilter  $\mathcal{S}$  und mit der PI-Regelung wird stationäre Genauigkeit und eine Störgrößenunterdrückung realisiert. Die Zustandsregelung mit Beobachter erhöht die Leistungsfähigkeit der Regelung bezüglich der Einregelzeit. Die Abbildung A.2 zeigt die beschriebene Struktur des geschlossenen Regelkreises. Das Regelgesetz lautet

$$\mathbf{u}[k] = \mathbf{K}_P \mathbf{e}[k] - \mathbf{K} \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{K}_I \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{e}_R[i],$$

wobei  $\hat{\mathbf{x}}[k]$  die Zustände des Beobachters und  $\mathbf{i}[k]$  die Zustände des I-Anteils der PI-Regelung sind. Mit  $\mathbf{w}[k] = 0$  und

$$\mathbf{i}[k] = \sum_{i=0}^{k-1} \mathbf{e}_R[i]$$

folgt

$$\mathbf{u}[k] = -\mathbf{K}_P \mathbf{y}[k] - \mathbf{K} \hat{\mathbf{x}}[k] - \mathbf{K}_I \mathbf{i}[k].$$

Durch Einsetzen dieses Regelgesetzes in das System (2.11) und in den Beobachter (2.24) folgt mit der Zustandstransformation  $\mathbf{e}_B[k] = \mathbf{x}[k] - \hat{\mathbf{x}}[k]$  die erweiterte Zustandsraumdarstellung

$$\tilde{\mathbf{x}}[k+1] = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}(\mathbf{K}_P \mathbf{C} + \mathbf{K}) & \mathbf{B}\mathbf{K} & -\mathbf{B}\mathbf{K}_I \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{N}\mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}[k]$$

mit  $\tilde{\mathbf{x}}[k] = (\mathbf{x}^T[k] \ \mathbf{e}_B^T[k] \ \mathbf{i}^T[k])^T$  und der Ordnung  $l = 2n+p$ . Der geschlossene Regelkreis lässt sich wieder als Zustandsrückführung interpretieren, sodass

$$\tilde{\mathbf{x}}[k+1] = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A} - \mathbf{N}\mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}[k]$$

mit dem Regelgesetz

$$\mathbf{u}[k] = -[\mathbf{K}_P \mathbf{C} + \mathbf{K} \quad -\mathbf{K} \quad \mathbf{K}_I] \tilde{\mathbf{x}}[k] \quad (\text{A.7})$$

gilt. Wenn das unsichere System (2.28) betrachtet wird, kann wieder der Beobachter (2.29) verwendet werden, sodass äquivalent für die PI-Zustandsregelung mit Beobachter

$$\tilde{\mathbf{x}}[k+1] = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\delta) & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}(\delta) - \mathbf{A}_0 & \mathbf{A}_0 - \mathbf{N}\mathbf{C} & \mathbf{0} \\ \mathbf{C} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}[k]$$

und dem Regelgesetz (A.7) gilt.

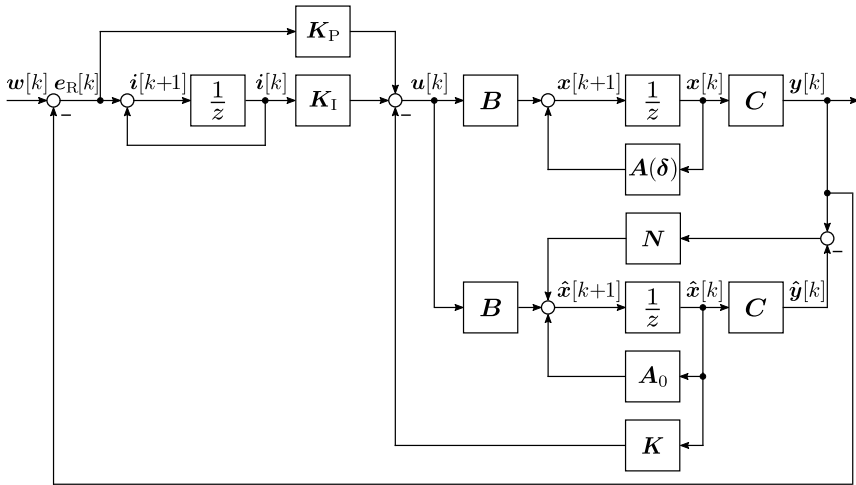


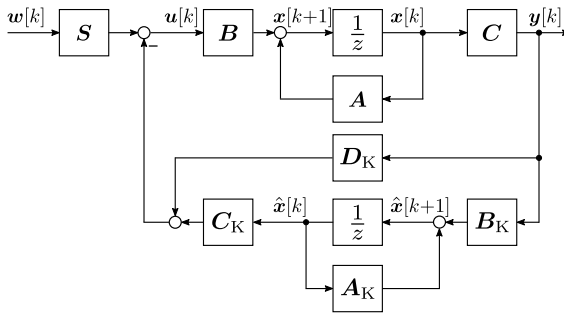
Abbildung A.2: Strukturbild der PI-Zustandsregelung mit Beobachter

### Dynamische Ausgangsrückführung

Bei einer allgemeinen dynamischen Ausgangsrückführung wird eine dynamische Regelung verwendet, die die Ordnung der Regelstrecke und die Struktur einer Zustandsraumdarstellung aufweist. Die Matrizen der verwendeten Zustandsraumdarstellung der Regelung sind hierbei die frei wählbaren Reglerparameter. Dadurch entsteht eine hohe Anzahl von Freiheitsgraden für die Regelung, was zu einer hohen Regelgüte führen kann. Die dynamische Ausgangsrückführung stellt eine Verallgemeinerung der verwendeten Regelgesetze dar. Das dynamische Regelgesetz mit der Ordnung  $n_K$  lautet

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}[k+1] &= \mathbf{A}_K \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{B}_K \mathbf{y}[k] \\ \mathbf{u}[k] &= \mathbf{C}_K \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{D}_K \mathbf{y}[k]\end{aligned}\quad (\text{A.8})$$

und wurde unter anderem in [28, 34, 35, 48, 71, 84, 122, 132, 149] verwendet. Die Struktur der Regelung wird in der Abbildung A.3 dargestellt. Als Regler werden hier beliebige zeitinvariante lineare Systeme zugelassen, die durch die Matrizen  $\mathbf{A}_K \in \mathbb{R}^{n_K \times n_K}$ ,  $\mathbf{B}_K \in \mathbb{R}^{n_K \times p}$ ,  $\mathbf{C}_K \in \mathbb{R}^{m \times n_K}$  und  $\mathbf{D}_K \in \mathbb{R}^{m \times p}$  parametrisiert werden. Eine Reduzierung der Ordnung  $n_K$



**Abbildung A.3:** Strukturbild der dynamischen Ausgangsrückführung

verringert die Anzahl der Freiheitsgrade der Regelung. Durch Einsetzen des Regelgesetzes (A.8) in das System (2.11) folgt für  $w[k] = \mathbf{0}$  die erweiterte Zustandsraumdarstellung

$$\tilde{\mathbf{x}}[k+1] = \begin{bmatrix} \mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{D}_K\mathbf{C} & -\mathbf{B}\mathbf{C}_K \\ \mathbf{B}_K\mathbf{C} & \mathbf{A}_K \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}[k]$$

mit  $\tilde{\mathbf{x}}[k] = (\mathbf{x}^T[k] \quad \hat{\mathbf{x}}^T[k])^T$  und der Ordnung  $l = n + n_K$ . Diese kann wieder als Zustandsregelung der erweiterten Regelstrecke interpretiert werden, sodass

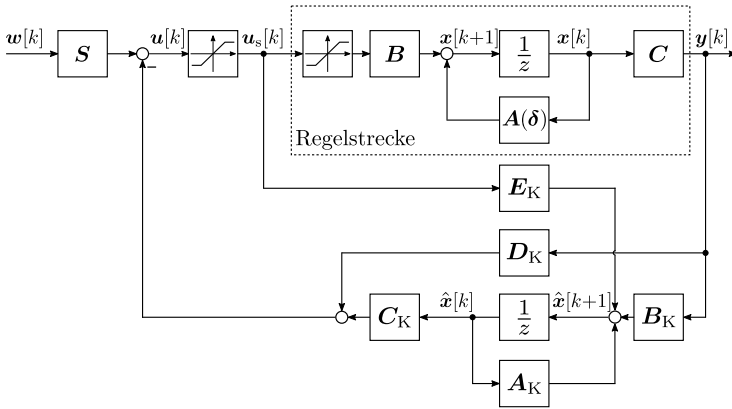
$$\tilde{\mathbf{x}}[k+1] = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_K\mathbf{C} & \mathbf{A}_K \end{bmatrix} \tilde{\mathbf{x}}[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}[k]$$

mit dem Regelgesetz

$$\mathbf{u}[k] = -[\mathbf{D}_K\mathbf{C} \quad \mathbf{C}_K] \tilde{\mathbf{x}}[k]$$

gilt. Hier sind, wie bei der Zustandsregelung mit Beobachter, Reglerparameter  $\mathbf{A}_K$  und  $\mathbf{B}_K$  enthalten, die nicht in  $\mathcal{K}$  vorkommen. Die Matrix  $\mathcal{A}_R$  ist somit abhängig von  $\mathcal{K}$ ,  $\mathbf{A}_K$ ,  $\mathbf{B}_K$ . Durch das hohe Maß an Freiheitsgraden kann es in der späteren Optimierung zur Bestimmung der Reglerparameter zu ungewollten Effekten kommen. Je nach Formulierung der Optimierungsaufgabe kann es vorkommen, das beispielsweise die Eigenwerte in den Ursprung des Einheitskreises gelegt werden. Diese Problematik wurde bereits in [28, 84, 122]

für kontinuierliche Systeme beschrieben und kann durch zusätzliche Restriktionen der Optimierungsaufgabe behoben werden. Dazu kann beispielsweise eine Eigenwert Bereichsvorgabe vorgenommen werden. Weiterhin kann es durch die Optimierung vorkommen, dass für  $D_K \neq 0$  die Matrizen  $A_K$ ,  $B_K$ ,  $C_K$  nahezu null werden. Wenn die Stellgrößen des zu regelnden Systems beschränkt sind, kommen weitere Anforderungen an diese Regelung hinzu. Auf die genauen Zusammenhänge wird im Folgenden eingegangen.



**Abbildung A.4:** Strukturbild der sättigenden dynamischen Ausgangsrückführung an unsicherer Regelstrecke

### Sättigende dynamische Ausgangsrückführung

Bei der Verwendung einer dynamischen Ausgangsrückführung (A.8), der es erlaubt sein soll, sättigende Stellgrößen zu erzeugen, ist das Sicherstellen der kontraktiven Invarianz des Ellipsoiden nicht mehr möglich, ohne eine zusätzliche Variable einzuführen [84]. Die Dynamik der Regelung, die durch  $A_K$  und  $B_K$  beschrieben wird, kommt hier wie die Beobachterverstärkung  $N$  nicht in der Berechnung der Stellgröße und somit auch nicht in der konvexen Hülle vor. Darüber hinaus wird der Regelung hier keine Information über die Begrenzung der Stellgröße mitgeteilt, so wie es bei der Zustandsregelung mit Beobachter der Fall war. Aus diesem Grund muss die dynamische



Ausgangsrückführung (A.8) ergänzt werden, sodass

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}[k+1] &= \mathbf{A}_K \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{B}_K \mathbf{y}[k] + \mathbf{E}_K \text{sat}(\mathbf{u}[k]) \\ \mathbf{u}[k] &= \mathbf{C}_K \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{D}_K \mathbf{y}[k]\end{aligned}\tag{A.9}$$

gilt [84]. Durch den zusätzlichen Eingang wird der Regelung die sättigende Stellgröße übergeben. Damit lässt sich die Bedingung für die kontraktive Invarianz im Sättigungsfall als konvexe Hülle darstellen. Für die modifizierte dynamische Ausgangsrückführung, deren Struktur Abbildung A.4 zeigt, folgt

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}[k+1] \\ \hat{\mathbf{x}}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(\delta) & \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_K \mathbf{C} & \mathbf{A}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \mathbf{E}_K \end{bmatrix} \text{sat} \left( \begin{bmatrix} \mathbf{D}_K \mathbf{C} & \mathbf{C}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix} \right)$$

und das Regelgesetz, das sich als Element der konvexen Hülle (4.36) beschreiben lässt, sodass

$$\begin{aligned}\mathbf{u}[k] &= \text{sat} \left( \begin{bmatrix} \mathbf{D}_K \mathbf{C} & \mathbf{C}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix} \right) \\ &\in \text{conv} \left\{ \mathbf{D}_q \begin{bmatrix} \mathbf{D}_K \mathbf{C} & \mathbf{C}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix} + \mathbf{D}_q^- \begin{bmatrix} \mathbf{D}_H \mathbf{C} & \mathbf{C}_H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix} \right\}\end{aligned}$$

mit  $q = 1, \dots, 2^m$  gilt. Durch Einsetzen der konvexen Hülle und durch  $\mathbf{A}(\delta) \in \text{conv} \{ \mathbf{A}_j \}$  folgt für die erweiterte ZRD

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}[k+1] \\ \hat{\mathbf{x}}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_j + \mathbf{B} (\mathbf{D}_q \mathbf{D}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{D}_H) \mathbf{C} & \cdots \\ \mathbf{B}_K \mathbf{C} + \mathbf{E}_K (\mathbf{D}_q \mathbf{D}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{D}_H) \mathbf{C} & \cdots \\ \mathbf{B} (\mathbf{D}_q \mathbf{C}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{C}_H) \\ \mathbf{A}_K + \mathbf{E}_K (\mathbf{D}_q \mathbf{C}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{C}_H) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix}.$$

Aufgrund der Terme  $\mathbf{B} (\mathbf{D}_q \mathbf{D}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{D}_H) \mathbf{C}$  dürfen hier Unsicherheiten lediglich in  $\mathbf{A}$  vorkommen. Wenn der Parameter  $\mathbf{E}_K$  null gesetzt wird, folgt

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}[k+1] \\ \hat{\mathbf{x}}[k+1] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_j + \mathbf{B} (\mathbf{D}_q \mathbf{D}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{D}_H) \mathbf{C} & \mathbf{B} (\mathbf{D}_q \mathbf{C}_K + \mathbf{D}_q^- \mathbf{C}_H) \\ \mathbf{B}_K \mathbf{C} & \mathbf{A}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}[k] \\ \hat{\mathbf{x}}[k] \end{bmatrix},$$

was dazu führt, dass die zweite Differenzgleichung nicht mehr von der konvexen Hülle der Sättigungsfunktion abhängt. Die Parameter  $\mathbf{A}_K$  und  $\mathbf{B}_K$  sind somit durch die Optimierung ohne Beschränkung wählbar und können nicht durch  $\mathbf{E}_K$  kompensiert werden. Somit ist die Überprüfung der kontraktiven Invarianz, die sicherstellt, dass  $\mathcal{E}(\mathbf{P}) \subset \mathcal{L}(\mathbf{H})$  gilt, nicht mehr möglich. Für ausführlichere Informationen sei auf [84] verwiesen.

Der zusätzliche Parameter  $\mathbf{E}_K$  verursacht eine Abhängigkeit der Differenzgleichung für die Reglerdynamik von der konvexen Hülle der Sättigungsfunktion, wodurch im Entwurf bilineare Terme zwischen  $\mathbf{E}_K$  und  $\mathbf{C}_K$  und  $\mathbf{D}_K$  entstehen. In der vorliegenden Form muss deswegen der Entwurf mittels LMIs von  $\mathbf{E}_K$  sequenziell zu den Reglerparametern erfolgen oder  $\mathbf{E}_K$  konstant gewählt werden. Weiterhin ist es möglich, die bilinearen Terme durch zusätzliche Entscheidungsvariablen zu ersetzen und  $\mathbf{E}_K$  nach dem Entwurf aus diesen zu bestimmen. Für die dynamische Ausgangsrückführung sind, so wie für die PID-Regelung, Anti-Windup-Methoden vorhanden, hierzu sei beispielsweise auf [106] verwiesen.

# B Pseudocodes

Die im Folgenden gezeigten Pseudocodes dienen dazu, die Programmierung zu vereinfachen. Es werden exemplarisch erweiterbare Basisalgorithmen gezeigt. Die Kennzeichnung ( $\star$ ) stellt die einzubindenden LMIs dar, welche je nach Aufgabenstellung variieren.

---

**Algorithmus 1** Berechnung der oberen Schranke  $\gamma^*$  und der Reglerparameter  $\mathcal{K}^*$  für den LQ-,  $H_\infty$ - oder  $H_2$ -Reglerentwurf (Basisalgorithmus: Variante 1)

EINGABE: Systemmatrizen (2.19)    AUSGABE:  $\mathcal{K}^*$ ,  $\gamma^*$

---

initialisiere Konstanten  $P_0, \varepsilon, \vartheta_{\text{test}}$

deklariere Entscheidungsvariablen  $P, \mathcal{K}, (W), \vartheta, \gamma$

wiederhole

    berechne  $L = \hat{P}_i^{-1} (2I - P\hat{P}_i^{-1})$  mit  $\hat{P}_i^{-1} = (P_{i-1})^{-1}$

    wenn  $\vartheta_{\text{test}} > 0$  dann

        minimiere  $\vartheta$

        sodass ( $\star$ )

    sonst

        setze  $\vartheta = 0$

        minimiere  $\gamma$

        sodass ( $\star$ )

    wenn ende

    berechne  $P_i = P, \mathcal{K}^* = \mathcal{K}, \gamma^* = \gamma, \vartheta_{\text{test}} = \vartheta, |\gamma_i - \gamma_{i-1}|$

solange bis

$|\gamma_i - \gamma_{i-1}| < \varepsilon$  und  $\vartheta_{\text{test}} \leq 0$

wiederhole ende

---

---

**Algorithmus 2** Berechnung der Reglerparameter  $\mathcal{K}^*$  zur 1.) Stabilisierung; 2.) Begrenzung der Eigenwerte; 3.) Bestimmung der unteren Schranke  $r^*$  für die maximale Abklingrate (Basisalgorithmus: Variante 2)  
 EINGABE: Systemmatrizen (2.19) AUSGABE:  $\mathcal{K}^*$ , ( $r^*$ )

---

initialisiere Konstanten  $P_0, \varepsilon, r_{\text{test}}, r_{\text{end}}, r_{\Delta}, \alpha$

deklariere Entscheidungsvariablen  $P, \mathcal{K}$

wiederhole

berechne  $L = \hat{P}_i^{-1} (2I - P\hat{P}_i^{-1})$  mit  $\hat{P}_i^{-1} = (P_{i-1})^{-1}$

finde  $\mathcal{K}$  und  $P$ ,

sodass (\*)

wenn LMI-Problem lösbar, dann

berechne  $P_i = P, \mathcal{K}^* = \mathcal{K}$

sonst

berechne  $r_{\text{test}} = r_{\text{test}} + r_{\Delta}$  und  $r_{\Delta} = 0,5 \cdot r_{\Delta}$

wenn ende

berechne  $r_{\text{test}} = r_{\text{test}} - r_{\Delta}$

solange bis

$r_{\Delta} \leq \varepsilon$  oder  $r_{\text{test}} \leq r_{\text{end}}$

wiederhole ende

---

---

**Algorithmus 3** Berechnung von Reglerparametern  $\mathcal{K}^*$  für einen LQ-,  $H_\infty$ - oder  $H_2$ -Reglerentwurf unter Begrenzung der Eigenwertlage; (Kombination der Algorithmen 1 und 2)

EINGABE: Systemmatrizen (2.19) AUSGABE:  $\mathcal{K}^*$ ,  $\gamma^*$

---

initialisiere Konstanten  $P_0, \varepsilon, r_{\text{test}}, r_{\text{end}}, r_\Delta, \alpha$

deklariere Entscheidungsvariablen  $P, \mathcal{K}$

wiederhole

berechne  $L = \hat{P}_i^{-1} (2I - P\hat{P}_i^{-1})$  mit  $\hat{P}_i^{-1} = (P_{i-1})^{-1}$

wenn  $r_{\text{test}} > r_{\text{end}}$  dann

finde  $\mathcal{K}$  und  $P$ ,

sodass  $(\star)$

sonst

minimiere  $\gamma$

sodass  $(\star)$

setze  $r_\Delta = 0$  und  $r_{\text{test}} = r_{\text{end}}$

wenn ende

wenn LMI-Problem lösbar dann

berechne  $P_i = P, \mathcal{K}^* = \mathcal{K}$

sonst

berechne  $r_{\text{test}} = r_{\text{test}} + r_\Delta$  und  $r_\Delta = 0,5 \cdot r_\Delta$

wenn ende

berechne  $r_{\text{test}} = r_{\text{test}} - r_\Delta$

solange bis

$|\gamma_i - \gamma_{i-1}| < \varepsilon$  und  $r_{\text{test}} = r_{\text{end}}$

wiederhole ende

---

# C Numerische Ergänzungen

Dieser Anhang beinhaltet ergänzende Parameter sowie zeitliche Verläufe von Trajektorien zu den Beispielen.

## Beispiel 1

$$\begin{aligned}
 P &= \begin{bmatrix} 4,3958 & -3,4106 & -7,4956 & -1,1605 \\ -3,4106 & 392,4248 & 205,9744 & 158,0768 \\ -7,4956 & 205,9744 & 170,4249 & 135,4080 \\ -1,1605 & 158,0768 & 135,4080 & 164,5424 \end{bmatrix} \\
 L &= \begin{bmatrix} 0,2941 & -0,0126 & 0,0488 & -0,0260 \\ -0,0126 & 0,0075 & -0,0111 & 0,0018 \\ 0,0488 & -0,0111 & 0,0366 & -0,0191 \\ -0,0260 & 0,0018 & -0,0191 & 0,0199 \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

## Beispiel 2

Entwurfsparameter des PID-Reglers zur Maximierung der Abklingrate:

$P =$

$$\begin{bmatrix} 0,3367 & -0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -3,3553 & 0,0000 & 0,0316 & -0,0000 \\ -0,0000 & 6,0030 & -0,3910 & -0,1490 & 0,0000 & -2,8708 & 0,0000 & -0,0286 \\ 0,0000 & -0,3910 & 2,9211 & 0,0293 & -0,0000 & 0,4879 & -0,0000 & -0,0226 \\ 0,0000 & -0,1490 & 0,0293 & 2,3115 & -0,0000 & 0,1921 & -0,0000 & -0,0115 \\ -3,3553 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0000 & 48,5977 & -0,0000 & 0,0538 & 0,0000 \\ 0,0000 & -2,8708 & 0,4879 & 0,1921 & -0,0000 & 3,2315 & -0,0000 & -0,0264 \\ 0,0316 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0000 & 0,0538 & -0,0000 & 3,6226 & -0,0000 \\ -0,0000 & -0,0286 & -0,0226 & -0,0115 & 0,0000 & -0,0264 & -0,0000 & 1,4144 \end{bmatrix}$$

$L =$

$$\begin{bmatrix} 9,5548 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0000 & 0,6598 & -0,0000 & -0,0932 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,2899 & -0,0043 & -0,0027 & 0,0000 & 0,2584 & 0,0000 & 0,0106 \\ -0,0000 & -0,0043 & 0,3513 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0568 & 0,0000 & 0,0045 \\ -0,0000 & -0,0027 & 0,0000 & 0,4348 & -0,0000 & -0,0282 & -0,0000 & 0,0030 \\ 0,6598 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0661 & 0,0000 & -0,0067 & 0,0000 \\ -0,0000 & 0,2584 & -0,0568 & -0,0282 & 0,0000 & 0,5494 & 0,0000 & 0,0143 \\ -0,0932 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0067 & 0,0000 & 0,2770 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0106 & 0,0045 & 0,0030 & 0,0000 & 0,0143 & 0,0000 & 0,7076 \end{bmatrix}$$

Entwurfsparameter des PID-Reglers zur Minimierung der  $H_\infty$ -Norm:

$P =$

$$\begin{bmatrix} 0,0012 & -0,0034 & 0,0002 & 0,0001 & 0,0197 & 0,0035 & -0,0176 & -0,0061 \\ -0,0034 & 0,0188 & -0,0007 & -0,0002 & -0,0531 & 0,0087 & 0,0139 & 0,0144 \\ 0,0002 & -0,0007 & 0,0001 & 0,0000 & 0,0040 & -0,0000 & -0,0009 & -0,0008 \\ 0,0001 & -0,0002 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0014 & -0,0000 & -0,0003 & -0,0003 \\ 0,0197 & -0,0531 & 0,0040 & 0,0014 & 0,4641 & 0,0459 & -0,2297 & -0,0917 \\ 0,0035 & 0,0087 & -0,0000 & -0,0000 & 0,0459 & 0,0640 & -0,1686 & -0,0302 \\ -0,0176 & 0,0139 & -0,0009 & -0,0003 & -0,2297 & -0,1686 & 1,0563 & 0,1178 \\ -0,0061 & 0,0144 & -0,0008 & -0,0003 & -0,0917 & -0,0302 & 0,1178 & 0,0359 \end{bmatrix}$$

$L = 10^4 \cdot$

$$\begin{bmatrix} 1,0579 & 0,0198 & -0,5283 & -0,1870 & -0,0101 & 0,0180 & 0,0014 & 0,1446 \\ 0,0198 & 0,0551 & 0,0068 & 0,0024 & -0,0004 & -0,0298 & -0,0004 & -0,0435 \\ -0,5283 & 0,0068 & 7,5454 & 0,1032 & -0,0494 & 0,0586 & -0,0048 & 0,0064 \\ -0,1870 & 0,0024 & 0,1032 & 8,8133 & -0,0220 & 0,0246 & -0,0017 & 0,0025 \\ -0,0101 & -0,0004 & -0,0494 & -0,0220 & 0,0011 & -0,0003 & 0,0000 & -0,0003 \\ 0,0180 & -0,0298 & 0,0586 & 0,0246 & -0,0003 & 0,0213 & 0,0005 & 0,0318 \\ 0,0014 & -0,0004 & -0,0048 & -0,0017 & 0,0000 & 0,0005 & 0,0002 & 0,0001 \\ 0,1446 & -0,0435 & 0,0064 & 0,0025 & -0,0003 & 0,0318 & 0,0001 & 0,0706 \end{bmatrix}$$

### Beispiel 3

Entwurfsparameter der statischen Ausgangsrückführung:

$$P = \begin{bmatrix} 0,5660 & -0,4661 & 0,4250 & -0,1085 \\ -0,4661 & 0,8599 & -0,5659 & -0,1685 \\ 0,4250 & -0,5659 & 0,6913 & -0,0488 \\ -0,1085 & -0,1685 & -0,0488 & 0,4433 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} 4,7710 & 2,4892 & -0,7524 & 2,0310 \\ 2,4892 & 4,6561 & 2,4684 & 2,6503 \\ -0,7524 & 2,4684 & 4,0144 & 1,1955 \\ 2,0310 & 2,6503 & 1,1955 & 3,8914 \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} 0,0741 & 0,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0000 & -0,0000 \\ 0,0000 & -0,0000 & 0,0000 \end{bmatrix}$$

Entwurfsparameter der robusten statischen Ausgangsrückführung:

$$P = \begin{bmatrix} 0,1138 & -0,0721 & 0,0585 & 0,0336 \\ -0,0721 & 0,1853 & -0,1010 & -0,0881 \\ 0,0585 & -0,1010 & 0,1729 & 0,0044 \\ 0,0336 & -0,0881 & 0,0044 & 0,1271 \end{bmatrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} 12,1955 & 2,9070 & -2,3983 & -1,1223 \\ 2,9070 & 15,2710 & 7,6948 & 9,5554 \\ -2,3983 & 7,6948 & 10,9472 & 5,5886 \\ -1,1223 & 9,5554 & 5,5886 & 14,5999 \end{bmatrix}$$

$$W = \begin{bmatrix} 0,1821 & -0,0000 & 0,0000 \\ -0,0000 & 0,0000 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 \end{bmatrix}$$

## Beispiel 4: Regelung eines Helikopters

Entwurfsparameter der PID-Regelung:

$$P = 10^4.$$

$$\begin{bmatrix} 0,2139 & -0,0168 & 0,0916 & 0,5226 & 0,0297 & -0,0810 & -0,0906 & -0,1099 \\ -0,0168 & 0,0028 & -0,0130 & -0,1008 & 0,0021 & 0,0020 & 0,0022 & -0,0046 \\ 0,0916 & -0,0130 & 0,1439 & 0,6763 & -0,0090 & -0,0753 & 0,0439 & -0,0651 \\ 0,5226 & -0,1008 & 0,6763 & 5,0089 & 0,0237 & -0,3031 & -0,6035 & -0,4222 \\ 0,0297 & 0,0021 & -0,0090 & 0,0237 & 0,0959 & 0,0371 & -0,2530 & -0,1193 \\ -0,0810 & 0,0020 & -0,0753 & -0,3031 & 0,0371 & 0,5452 & 0,1147 & 0,5185 \\ -0,0906 & 0,0022 & 0,0439 & -0,6035 & -0,2530 & 0,1147 & 2,2067 & 1,0172 \\ -0,1099 & -0,0046 & -0,0651 & -0,4222 & -0,1193 & 0,5185 & 1,0172 & 1,3198 \\ 0,0012 & -0,0004 & 0,0009 & 0,0091 & -0,0029 & -0,0067 & 0,0079 & 0,0013 \\ -0,0054 & 0,0002 & 0,0064 & 0,0218 & -0,0025 & -0,0046 & 0,0116 & -0,0047 \\ -0,0044 & 0,0004 & 0,0029 & -0,0179 & -0,0146 & -0,0325 & 0,0483 & -0,0026 \\ -0,0265 & 0,0044 & 0,0379 & 0,1016 & -0,0921 & -0,4319 & -0,3714 & -0,6047 \\ -0,0079 & -0,0010 & 0,0072 & 0,0391 & -0,0005 & -0,0042 & 0,0021 & -0,0033 \\ -0,1816 & 0,0195 & -0,1517 & -0,8339 & 0,0118 & 0,1742 & -0,0295 & 0,1469 \\ -0,0038 & -0,0031 & -0,0034 & 0,0379 & 0,0034 & 0,1875 & 0,0250 & 0,1639 \\ 0,0497 & 0,0041 & 0,0445 & 0,0831 & -0,0128 & -0,5529 & -0,0591 & -0,4846 \\ 0,0012 & -0,0054 & -0,0044 & -0,0265 & 0,0079 & -0,1816 & -0,0038 & 0,0497 \\ -0,0004 & 0,0002 & 0,0004 & 0,0044 & -0,0010 & 0,0195 & -0,0031 & 0,0041 \\ 0,0009 & 0,0064 & 0,0029 & 0,0379 & 0,0072 & -0,1517 & -0,0034 & 0,0445 \\ 0,0091 & 0,0218 & -0,0179 & 0,1016 & 0,0391 & -0,8339 & 0,0379 & 0,0831 \\ -0,0029 & -0,0025 & -0,0146 & -0,0921 & -0,0005 & 0,0118 & 0,0034 & -0,0128 \\ -0,0067 & -0,0046 & -0,0325 & -0,4319 & -0,0042 & 0,1742 & 0,1875 & -0,5529 \\ 0,0079 & 0,0116 & 0,0483 & -0,3714 & 0,0021 & -0,0295 & 0,0250 & -0,0591 \\ 0,0013 & -0,0047 & -0,0026 & -0,6047 & -0,0033 & 0,1469 & 0,1639 & -0,4846 \\ 0,0003 & -0,0001 & 0,0007 & 0,0039 & 0,0001 & -0,0028 & -0,0022 & 0,0068 \\ -0,0001 & 0,0015 & 0,0009 & 0,0098 & 0,0002 & -0,0044 & -0,0012 & 0,0044 \\ 0,0007 & 0,0009 & 0,0043 & 0,0317 & 0,0001 & -0,0069 & -0,0124 & 0,0355 \\ 0,0039 & 0,0098 & 0,0317 & 0,6990 & 0,0011 & -0,0857 & -0,1478 & 0,4246 \\ 0,0001 & 0,0002 & 0,0001 & 0,0011 & 0,0005 & -0,0102 & 0,0001 & 0,0019 \\ -0,0028 & -0,0044 & -0,0069 & -0,0857 & -0,0102 & 0,2390 & 0,0316 & -0,1395 \\ -0,0022 & -0,0012 & -0,0124 & -0,1478 & 0,0001 & 0,0316 & 0,0796 & -0,2244 \\ 0,0068 & 0,0044 & 0,0355 & 0,4246 & 0,0019 & -0,1395 & -0,2244 & 0,6444 \end{bmatrix}$$



$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix}
 0,0710 & 0,0265 & -0,0032 & 0,0062 & -0,0193 & -0,0015 & 0,0026 & -0,0002 \\
 0,0265 & 6,2855 & -0,0427 & 0,0244 & 0,1746 & 0,0886 & -0,0436 & 0,0235 \\
 -0,0032 & -0,0427 & 0,0063 & -0,0013 & 0,0008 & -0,0001 & -0,0002 & -0,0002 \\
 0,0062 & 0,0244 & -0,0013 & 0,0009 & -0,0015 & 0,0001 & 0,0002 & 0,0001 \\
 -0,0193 & 0,1746 & 0,0008 & -0,0015 & 0,1905 & -0,0014 & -0,0057 & 0,0048 \\
 -0,0015 & 0,0886 & -0,0001 & 0,0001 & -0,0014 & 0,0059 & -0,0013 & -0,0007 \\
 0,0026 & -0,0436 & -0,0002 & 0,0002 & -0,0057 & -0,0013 & 0,0010 & -0,0001 \\
 -0,0002 & 0,0235 & -0,0002 & 0,0001 & 0,0048 & -0,0007 & -0,0001 & 0,0008 \\
 0,0585 & 14,5584 & -0,0051 & 0,0195 & 1,6414 & 0,2091 & -0,1446 & 0,0705 \\
 0,3673 & 0,2087 & -0,0062 & 0,0245 & -0,1224 & -0,0049 & 0,0096 & -0,0016 \\
 -0,0320 & -0,4419 & -0,0044 & -0,0002 & 0,8831 & 0,0010 & -0,0275 & 0,0069 \\
 0,0005 & 0,0373 & -0,0002 & 0,0002 & 0,0201 & -0,0010 & 0,0000 & 0,0012 \\
 0,0182 & 10,2008 & -0,1789 & 0,0460 & 0,0879 & 0,1327 & -0,0650 & 0,0140 \\
 0,0849 & 0,0080 & -0,0072 & 0,0080 & -0,0207 & -0,0029 & 0,0036 & -0,0002 \\
 -0,0228 & 0,0419 & 0,0058 & -0,0027 & 0,2285 & 0,0105 & -0,0076 & 0,0154 \\
 0,0009 & -0,1188 & 0,0015 & -0,0004 & 0,0025 & 0,0050 & 0,0002 & 0,0033 \\
 0,0585 & 0,3673 & -0,0320 & 0,0005 & 0,0182 & 0,0849 & -0,0228 & 0,0009 \\
 14,5584 & 0,2087 & -0,4419 & 0,0373 & 10,2008 & 0,0080 & 0,0419 & -0,1188 \\
 -0,0051 & -0,0062 & -0,0044 & -0,0002 & -0,1789 & -0,0072 & 0,0058 & 0,0015 \\
 0,0195 & 0,0245 & -0,0002 & 0,0002 & 0,0460 & 0,0080 & -0,0027 & -0,0004 \\
 1,6414 & -0,1224 & 0,8831 & 0,0201 & 0,0879 & -0,0207 & 0,2285 & 0,0025 \\
 0,2091 & -0,0049 & 0,0010 & -0,0010 & 0,1327 & -0,0029 & 0,0105 & 0,0050 \\
 -0,1446 & 0,0096 & -0,0275 & 0,0000 & -0,0650 & 0,0036 & -0,0076 & 0,0002 \\
 0,0705 & -0,0016 & 0,0069 & 0,0012 & 0,0140 & -0,0002 & 0,0154 & 0,0033 \\
 47,2466 & 1,3831 & 4,3702 & 0,2064 & 21,6415 & -0,0312 & 1,5111 & -0,2782 \\
 1,3831 & 2,2613 & -0,5039 & -0,0022 & 0,0890 & 0,4223 & -0,1336 & 0,0046 \\
 4,3702 & -0,5039 & 5,1541 & 0,0672 & -1,2362 & -0,0114 & 0,9830 & -0,0010 \\
 0,2064 & -0,0022 & 0,0672 & 0,0038 & 0,0220 & 0,0009 & 0,0307 & 0,0026 \\
 21,6415 & 0,0890 & -1,2362 & 0,0220 & 32,0329 & 0,3314 & -4,0978 & -1,5652 \\
 -0,0312 & 0,4223 & -0,0114 & 0,0009 & 0,3314 & 0,1191 & -0,0138 & 0,0077 \\
 1,5111 & -0,1336 & 0,9830 & 0,0307 & -4,0978 & -0,0138 & 2,7176 & 0,8914 \\
 -0,2782 & 0,0046 & -0,0010 & 0,0026 & -1,5652 & 0,0077 & 0,8914 & 0,3253
 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_P = \begin{bmatrix}
 -0,0153 & 0,0606 & 0,0806 & -0,0086 \\
 0,0078 & -0,0550 & -0,0453 & 0,0224 \\
 -0,0061 & 0,0100 & -0,0198 & 0,0317 \\
 -0,0045 & 0,0573 & 0,0972 & -0,3302
 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_I = \begin{bmatrix}
 -0,0016 & 0,0069 & 0,0111 & 0,1129 \\
 0,0005 & -0,0056 & -0,0068 & -0,0744 \\
 -0,0015 & 0,0018 & -0,0025 & -0,0230 \\
 0,0003 & 0,0053 & 0,0136 & 0,1024
 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{K}_D = \begin{bmatrix}
 -0,0153 & 0,0606 & 0,0806 & -0,0086 \\
 0,0078 & -0,0550 & -0,0453 & 0,0224 \\
 -0,0061 & 0,0100 & -0,0198 & 0,0317 \\
 -0,0045 & 0,0573 & 0,0972 & -0,3302
 \end{bmatrix}$$

Entwurfsparameter der beobachtergestützten Zustandsregelung:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -0,0044 & -0,0102 & -0,1823 & 0,1442 & -0,0008 & 0,0007 & -0,0033 & 0,0161 \\ -0,0056 & 0,0080 & 0,0503 & 0,0990 & 0,0013 & 0,0056 & -0,0133 & -0,0106 \\ 0,0015 & -0,0034 & -0,0424 & -0,0133 & 0,0015 & 0,0208 & -0,0438 & -0,0194 \\ -0,0003 & -0,0056 & -0,1191 & 0,0739 & -0,0014 & 0,0276 & 0,0474 & -0,0898 \end{bmatrix}$$

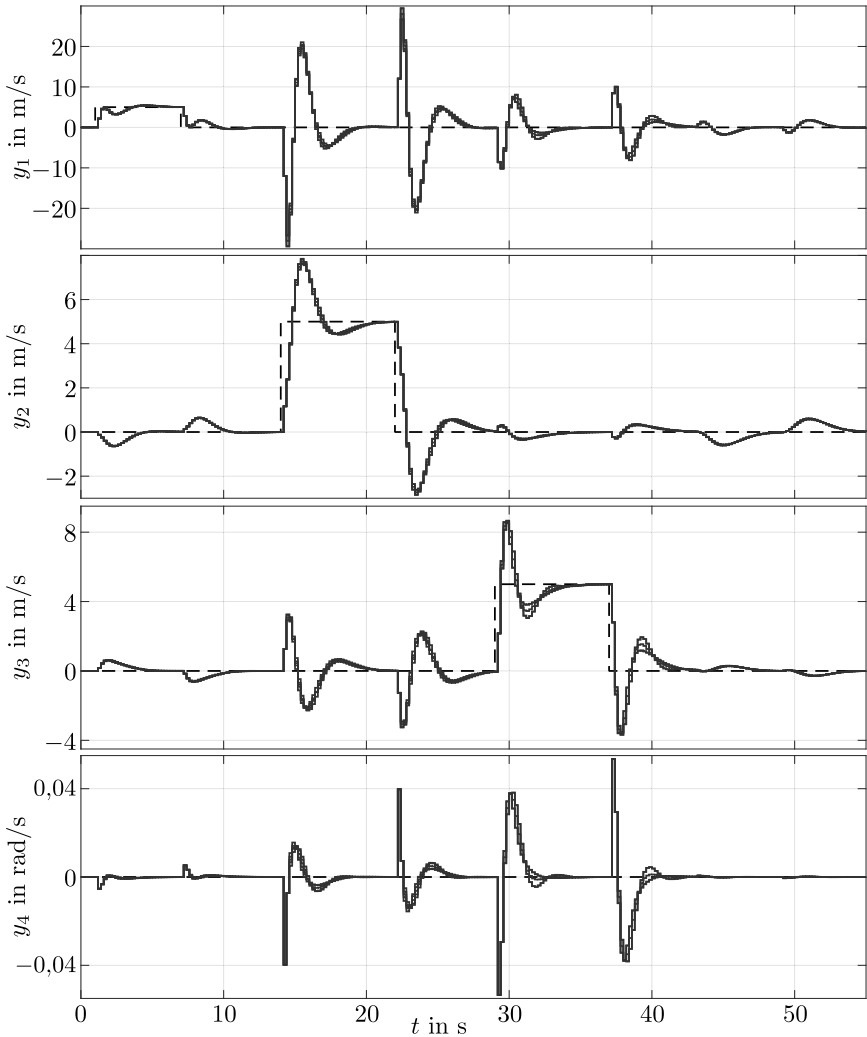
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -0,0769 & 1,4677 & -0,0080 & -0,0007 \\ 0,0454 & -0,2846 & -0,0586 & 0,2973 \\ 0,0321 & -0,1922 & 0,0160 & -0,0296 \\ 0,0096 & -0,2900 & -0,0007 & 0,0144 \\ 0,1385 & -0,0733 & 1,0620 & -5,3670 \\ -0,0227 & 0,0042 & -0,0325 & 0,0704 \\ 0,0276 & -0,0086 & 0,1990 & -0,0166 \\ -0,0312 & 0,0257 & 0,0047 & 0,4452 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} -0,0176 & -0,0052 & -0,0008 & 0,0110 \\ 0,0093 & -0,0066 & 0,0005 & -0,0560 \\ -0,0037 & 0,0012 & 0,0002 & -0,1556 \\ -0,0121 & -0,0021 & 0,0071 & 0,0065 \end{bmatrix}$$

$P = 10^4 \cdot$ 

0,0039	0,0009	-0,0085	-0,0435	-0,0000	-0,0000	-0,0002	0,0002
0,0009	0,0021	-0,0058	-0,0195	0,0001	0,0004	0,0010	-0,0005
-0,0085	-0,0058	0,0498	0,1439	0,0001	0,0007	0,0036	-0,0047
-0,0435	-0,0195	0,1439	0,6437	0,0001	-0,0006	0,0003	-0,0037
-0,0000	0,0001	0,0001	0,0001	0,0004	0,0002	0,0017	-0,0028
-0,0000	0,0004	0,0007	-0,0006	0,0002	0,0187	0,0271	-0,0078
-0,0002	0,0010	0,0036	0,0003	0,0017	0,0271	0,1348	-0,0366
0,0002	-0,0005	-0,0047	-0,0037	-0,0028	-0,0078	-0,0366	0,0646
-0,0054	-0,0083	0,0333	0,1076	0,0001	-0,0001	0,0009	-0,0043
-0,0007	-0,0016	0,0044	0,0152	-0,0000	-0,0003	-0,0007	0,0001
-0,0073	-0,0091	0,0435	0,1395	0,0001	0,0014	0,0064	-0,0086
-0,0260	-0,0311	0,1430	0,4738	0,0001	-0,0012	-0,0013	-0,0076
0,0000	-0,0004	-0,0011	0,0004	0,0001	-0,0027	-0,0109	0,0103
0,0002	-0,0001	-0,0001	-0,0022	0,0004	-0,0011	-0,0017	-0,0013
-0,0006	0,0024	0,0072	0,0033	0,0006	0,0147	0,0572	-0,0492
0,0001	0,0002	-0,0026	-0,0023	-0,0009	-0,0026	-0,0161	0,0271
-0,0054	-0,0007	-0,0073	-0,0260	0,0000	0,0002	-0,0006	0,0001
-0,0083	-0,0016	-0,0091	-0,0311	-0,0004	-0,0001	0,0024	0,0002
0,0333	0,0044	0,0435	0,1430	-0,0011	-0,0001	0,0072	-0,0026
0,1076	0,0152	0,1395	0,4738	0,0004	-0,0022	0,0033	-0,0023
0,0001	-0,0000	0,0001	0,0001	0,0001	0,0004	0,0006	-0,0009
-0,0001	-0,0003	0,0014	-0,0012	-0,0027	-0,0011	0,0147	-0,0026
0,0009	-0,0007	0,0064	-0,0013	-0,0109	-0,0017	0,0572	-0,0161
-0,0043	0,0001	-0,0086	-0,0076	0,0103	0,0013	-0,0492	0,0271
0,1200	0,0025	0,0815	0,3378	-0,0006	0,0003	0,0034	-0,0049
0,0025	0,0017	0,0073	0,0129	0,0009	-0,0009	-0,0032	0,0001
0,0815	0,0073	0,1066	0,2365	-0,0054	-0,0010	0,0227	-0,0013
0,3378	0,0129	0,2365	1,1948	-0,0001	-0,0039	0,0064	-0,0061
-0,0006	0,0009	-0,0054	-0,0001	0,0114	0,0001	-0,0402	0,0055
0,0003	-0,0009	-0,0010	-0,0039	0,0001	0,0384	-0,0044	-0,0306
0,0034	-0,0032	0,0227	0,0064	-0,0402	-0,0044	0,1815	-0,0147
-0,0049	0,0001	-0,0013	-0,0061	0,0055	-0,0306	-0,0147	0,0610

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix}
 0,1274 & 0,0202 & -0,0063 & 0,0110 & -0,0040 & -0,0000 & 0,0001 & -0,0001 \\
 0,0202 & 0,6799 & 0,0121 & 0,0011 & -0,0518 & 0,0019 & 0,0000 & -0,0044 \\
 -0,0063 & 0,0121 & 0,0075 & -0,0017 & -0,0007 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0001 \\
 0,0110 & 0,0011 & -0,0017 & 0,0014 & -0,0005 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0001 \\
 -0,0040 & -0,0518 & -0,0007 & -0,0005 & 0,3128 & 0,0011 & -0,0008 & 0,0164 \\
 -0,0000 & 0,0019 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0011 & 0,0072 & -0,0014 & -0,0003 \\
 0,0001 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0000 & -0,0008 & -0,0014 & 0,0012 & 0,0003 \\
 -0,0001 & -0,0044 & 0,0001 & -0,0001 & 0,0164 & -0,0003 & 0,0003 & 0,0029 \\
 -0,0005 & 0,0389 & 0,0025 & 0,0001 & -0,0011 & 0,0002 & -0,0000 & -0,0002 \\
 -0,0072 & 0,6581 & 0,0139 & -0,0019 & -0,0300 & 0,0025 & -0,0001 & -0,0032 \\
 -0,0004 & -0,0332 & -0,0020 & -0,0001 & 0,0009 & -0,0002 & 0,0000 & 0,0003 \\
 -0,0000 & 0,0049 & -0,0005 & -0,0001 & -0,0007 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0001 \\
 0,0006 & -0,0960 & -0,0029 & 0,0002 & -0,0079 & -0,0012 & -0,0004 & 0,0016 \\
 -0,0002 & 0,0331 & 0,0008 & -0,0000 & -0,0050 & 0,0008 & 0,0001 & -0,0009 \\
 0,0002 & -0,0147 & -0,0005 & 0,0001 & 0,0007 & -0,0004 & -0,0002 & 0,0008 \\
 -0,0002 & 0,0235 & 0,0008 & -0,0000 & -0,0025 & 0,0005 & 0,0001 & -0,0010 \\
 -0,0005 & -0,0072 & -0,0004 & -0,0000 & 0,0006 & -0,0002 & 0,0002 & -0,0002 \\
 0,0389 & 0,6581 & -0,0332 & 0,0049 & -0,0960 & 0,0331 & -0,0147 & 0,0235 \\
 0,0025 & 0,0139 & -0,0020 & -0,0005 & -0,0029 & 0,0008 & -0,0005 & 0,0008 \\
 0,0001 & -0,0019 & -0,0001 & -0,0001 & 0,0002 & -0,0000 & 0,0001 & -0,0000 \\
 -0,0011 & -0,0300 & 0,0009 & -0,0007 & -0,0079 & -0,0050 & 0,0007 & -0,0025 \\
 0,0002 & 0,0025 & -0,0002 & 0,0000 & -0,0012 & 0,0008 & -0,0004 & 0,0005 \\
 -0,0000 & -0,0001 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0004 & 0,0001 & -0,0002 & 0,0001 \\
 -0,0002 & -0,0032 & 0,0003 & -0,0001 & 0,0016 & -0,0009 & 0,0008 & -0,0010 \\
 0,0080 & 0,0375 & -0,0037 & -0,0012 & -0,0067 & 0,0020 & -0,0010 & 0,0018 \\
 0,0375 & 0,6613 & -0,0324 & 0,0050 & -0,0975 & 0,0324 & -0,0148 & 0,0227 \\
 -0,0037 & -0,0324 & 0,0037 & 0,0000 & 0,0062 & -0,0019 & 0,0009 & -0,0016 \\
 -0,0012 & 0,0050 & 0,0000 & 0,0006 & -0,0006 & 0,0003 & -0,0001 & 0,0001 \\
 -0,0067 & -0,0975 & 0,0062 & -0,0006 & 0,0540 & -0,0074 & 0,0110 & -0,0066 \\
 0,0020 & 0,0324 & -0,0019 & 0,0003 & -0,0074 & 0,0052 & -0,0013 & 0,0031 \\
 -0,0010 & -0,0148 & 0,0009 & -0,0001 & 0,0110 & -0,0013 & 0,0030 & -0,0012 \\
 0,0018 & 0,0227 & -0,0016 & 0,0001 & -0,0066 & 0,0031 & -0,0012 & 0,0032
 \end{bmatrix}$$



**Abbildung C.1:** Beispiel 4: Verläufe der Regelgrößen des Helikopters Bo105-S123 mit PID-Regelung für die  $N_\delta = 4$  Eckmatrizen und das nominale System



**Abbildung C.2:** Beispiel 4: Verläufe der Stellgrößen des Helikopters Bo105-S123 mit PID-Regelung für die  $N_s = 4$  Eckmatrizen und das nominale System

### Beispiel 5: Regelung eines Flugzeugs

Entwurfsparameter der nichtsättigenden PID-Regelung:

$$\mathbf{K}_P = \begin{bmatrix} -0,2809 & 0,2004 \\ 0,7345 & 0,0602 \\ -2,6807 & 0,0678 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_I = \begin{bmatrix} -0,0824 & 0,0194 \\ -0,0353 & 0,0098 \\ 0,0059 & -0,0059 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K}_D = \begin{bmatrix} 0,2263 & -0,0058 \\ 0,2792 & -0,0131 \\ -0,5957 & 0,0341 \end{bmatrix}$$

$P =$

$$\begin{bmatrix} 0,0000 & 0,0000 & 0,0001 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0001 & 0,0000 \\ 0,0000 & 0,0090 & -0,0035 & -0,0000 & -0,0009 & 0,0002 & -0,0014 & 0,0001 \\ 0,0001 & -0,0035 & 0,0187 & -0,0000 & 0,0006 & -0,0002 & 0,0040 & -0,0002 \\ 0,0000 & -0,0000 & -0,0000 & 0,0001 & 0,0001 & -0,0000 & -0,0003 & 0,0000 \\ 0,0000 & -0,0009 & 0,0006 & 0,0001 & 0,0002 & -0,0000 & 0,0000 & -0,0000 \\ -0,0000 & 0,0002 & -0,0002 & -0,0000 & -0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0000 \\ -0,0001 & -0,0014 & 0,0040 & -0,0003 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0045 & -0,0002 \\ 0,0000 & 0,0001 & -0,0002 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0000 & -0,0002 & 0,0000 \end{bmatrix}$$

$L = 10^6 \cdot$

$$\begin{bmatrix} 0,0756 & -0,0016 & 0,0001 & -0,0078 & 0,0048 & 0,1260 & 0,0016 & 0,0232 \\ -0,0016 & 0,0004 & -0,0001 & -0,0011 & 0,0009 & -0,0116 & 0,0001 & 0,0008 \\ 0,0001 & -0,0001 & 0,0002 & 0,0006 & 0,0013 & 0,0145 & -0,0002 & -0,0005 \\ -0,0078 & -0,0011 & 0,0006 & 0,0194 & -0,0005 & 0,0777 & -0,0010 & -0,0198 \\ 0,0048 & 0,0009 & 0,0013 & -0,0005 & 0,0455 & 0,2357 & -0,0013 & 0,0014 \\ 0,1260 & -0,0116 & 0,0145 & 0,0777 & 0,2357 & 2,2819 & -0,0163 & -0,0577 \\ 0,0016 & 0,0001 & -0,0002 & -0,0010 & -0,0013 & -0,0163 & 0,0008 & 0,0064 \\ 0,0232 & 0,0008 & -0,0005 & -0,0198 & 0,0014 & -0,0577 & 0,0064 & 0,1230 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 624,9821 & 152,2797 & 323,4342 \\ 152,2797 & 110,2423 & -152,6524 \\ 323,4342 & -152,6524 & 899,9939 \end{bmatrix}$$

Entwurfsparameter der sättigenden PID-Regelung:

$$\mathbf{K}_P = \begin{bmatrix} 0,3484 & 0,1556 \\ 2,5321 & 0,0855 \\ -2,3681 & 0,0068 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_I = \begin{bmatrix} -0,0100 & 0,0074 \\ 0,1041 & 0,0054 \\ -0,0269 & -0,0008 \end{bmatrix}, \mathbf{K}_D = \begin{bmatrix} 1,9219 & 0,3010 \\ 0,8374 & 0,2898 \\ -2,1303 & 0,1391 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_P = \begin{bmatrix} 0,7963 & 0,1049 \\ 0,7352 & 0,0321 \\ -2,3951 & -0,0060 \end{bmatrix}, \mathbf{H}_I = \begin{bmatrix} 0,0280 & 0,0050 \\ 0,0163 & 0,0018 \\ -0,0383 & -0,0017 \end{bmatrix}, \mathbf{H}_D = \begin{bmatrix} 0,3931 & 0,0633 \\ 0,3163 & 0,0105 \\ -0,9640 & 0,0388 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{P} =$

$$\begin{bmatrix} 0,0000 & -0,0000 & 0,0002 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0000 & -0,0001 & -0,0000 \\ -0,0000 & 0,0064 & -0,0037 & -0,0001 & -0,0001 & 0,0000 & -0,0027 & 0,0002 \\ 0,0002 & -0,0037 & 0,0211 & -0,0001 & -0,0004 & -0,0000 & 0,0075 & -0,0005 \\ 0,0000 & -0,0001 & -0,0001 & 0,0001 & -0,0000 & -0,0000 & -0,0003 & 0,0001 \\ -0,0000 & -0,0001 & -0,0004 & -0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & 0,0001 & 0,0000 \\ -0,0000 & 0,0000 & -0,0000 & -0,0000 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0000 \\ -0,0001 & -0,0027 & 0,0075 & -0,0003 & 0,0001 & -0,0000 & 0,0074 & -0,0003 \\ -0,0000 & 0,0002 & -0,0005 & 0,0001 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0003 & 0,0001 \end{bmatrix}$$

$\mathbf{L} = 10^7 \cdot$

$$\begin{bmatrix} 0,0171 & -0,0003 & -0,0001 & -0,0044 & 0,0001 & 0,0303 & 0,0003 & 0,0073 \\ -0,0003 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0001 & 0,0001 & -0,0058 & 0,0000 & 0,0000 \\ -0,0001 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0002 & 0,0008 & -0,0000 & 0,0000 \\ -0,0044 & -0,0001 & -0,0000 & 0,0091 & -0,0008 & 0,0760 & 0,0000 & -0,0098 \\ 0,0001 & 0,0001 & 0,0002 & -0,0008 & 0,0044 & -0,0005 & -0,0002 & 0,0009 \\ 0,0303 & -0,0058 & 0,0008 & 0,0760 & -0,0005 & 1,7952 & -0,0010 & -0,0721 \\ 0,0003 & 0,0000 & -0,0000 & 0,0000 & -0,0002 & -0,0010 & 0,0000 & 0,0001 \\ 0,0073 & 0,0000 & 0,0000 & -0,0098 & 0,0009 & -0,0721 & 0,0001 & 0,0120 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 624,9973 & 212,5890 & -138,8899 \\ 212,5890 & 110,2492 & -228,8055 \\ -138,8899 & -228,8055 & 899,9990 \end{bmatrix}$$



**Beispiel 6: Rendezvous-Manöver**

Entwurfsparameter der beobachtergestützten Zustandsregelung zur Maximierung der Abklingrate:

$$K = \begin{bmatrix} 40,5087 & 17,4054 & -9,6110 & 3,9115 \\ 18,2621 & 2,4085 & 17,1022 & 13,2877 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} 6,6703 & 2,4616 & -2,4257 & 0,2607 \\ 3,5784 & 0,5826 & 2,2331 & 2,2383 \end{bmatrix}$$

$$Z = \begin{bmatrix} 225,0000 & 56,1026 \\ 56,1026 & 225,0000 \end{bmatrix}$$

$$N = \begin{bmatrix} 2,2559 & 0,0362 \\ 31,5170 & 8,7624 \\ 0,2135 & 2,1618 \\ 2,9998 & 29,8309 \end{bmatrix}$$

$P =$

$$\begin{bmatrix} 0,3365 & 0,0786 & -0,0216 & 0,0458 & 0,4481 & -0,0375 & 0,2753 & -0,0075 \\ 0,0786 & 0,0360 & -0,0209 & 0,0058 & 0,1353 & -0,0112 & 0,0767 & -0,0014 \\ -0,0216 & -0,0209 & 0,1629 & 0,0451 & -0,0784 & 0,0066 & 0,0624 & -0,0093 \\ 0,0458 & 0,0058 & 0,0451 & 0,0338 & 0,0649 & -0,0053 & 0,0737 & -0,0045 \\ 0,4481 & 0,1353 & -0,0784 & 0,0649 & 305,5253 & -5,1209 & 20,4087 & -0,0886 \\ -0,0375 & -0,0112 & 0,0066 & -0,0053 & -5,1209 & 0,1952 & -0,7380 & -0,0015 \\ 0,2753 & 0,0767 & 0,0624 & 0,0737 & 20,4087 & -0,7380 & 173,3091 & -2,8782 \\ -0,0075 & -0,0014 & -0,0093 & -0,0045 & -0,0886 & -0,0015 & -2,8782 & 0,1134 \end{bmatrix}$$

$L =$

$$\begin{bmatrix} 8,1279 & -14,2225 & 2,5458 & -11,9144 & 0,0057 & 0,4866 & 0,0012 & 0,1351 \\ -14,2225 & 62,2723 & 5,7749 & 1,1075 & 0,0112 & 0,9978 & 0,0034 & 0,4790 \\ 2,5458 & 5,7749 & 13,4717 & -22,4205 & -0,0035 & -0,2998 & 0,0083 & 0,6652 \\ -11,9144 & 1,1075 & -22,4205 & 75,7470 & 0,0096 & 0,8770 & 0,0061 & 0,5519 \\ 0,0057 & 0,0112 & -0,0035 & 0,0096 & 0,0059 & 0,1571 & 0,0001 & 0,0108 \\ 0,4866 & 0,9978 & -0,2998 & 0,8770 & 0,1571 & 9,6113 & 0,0450 & 1,4480 \\ 0,0012 & 0,0034 & 0,0083 & 0,0061 & 0,0001 & 0,0450 & 0,0103 & 0,2636 \\ 0,1351 & 0,4790 & 0,6652 & 0,5519 & 0,0108 & 1,4480 & 0,2636 & 15,6342 \end{bmatrix}$$

Entwurfsparameter der beobachtergestützten Zustandsregelung zur Maximierung der Abklingrate unter Verringerung der Imaginärteile der Eigenwerte:

$$K = \begin{bmatrix} 43,3236 & 18,3573 & -4,0982 & 5,4552 \\ 15,8153 & 2,9606 & 17,2996 & 14,7394 \end{bmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} 6,9508 & 2,4632 & -2,3816 & 0,2993 \\ 3,5405 & 0,5757 & 2,2733 & 2,3203 \end{bmatrix}$$

$$Z = \begin{bmatrix} 220,6586 & 29,3616 \\ 29,3616 & 148,8207 \end{bmatrix}$$

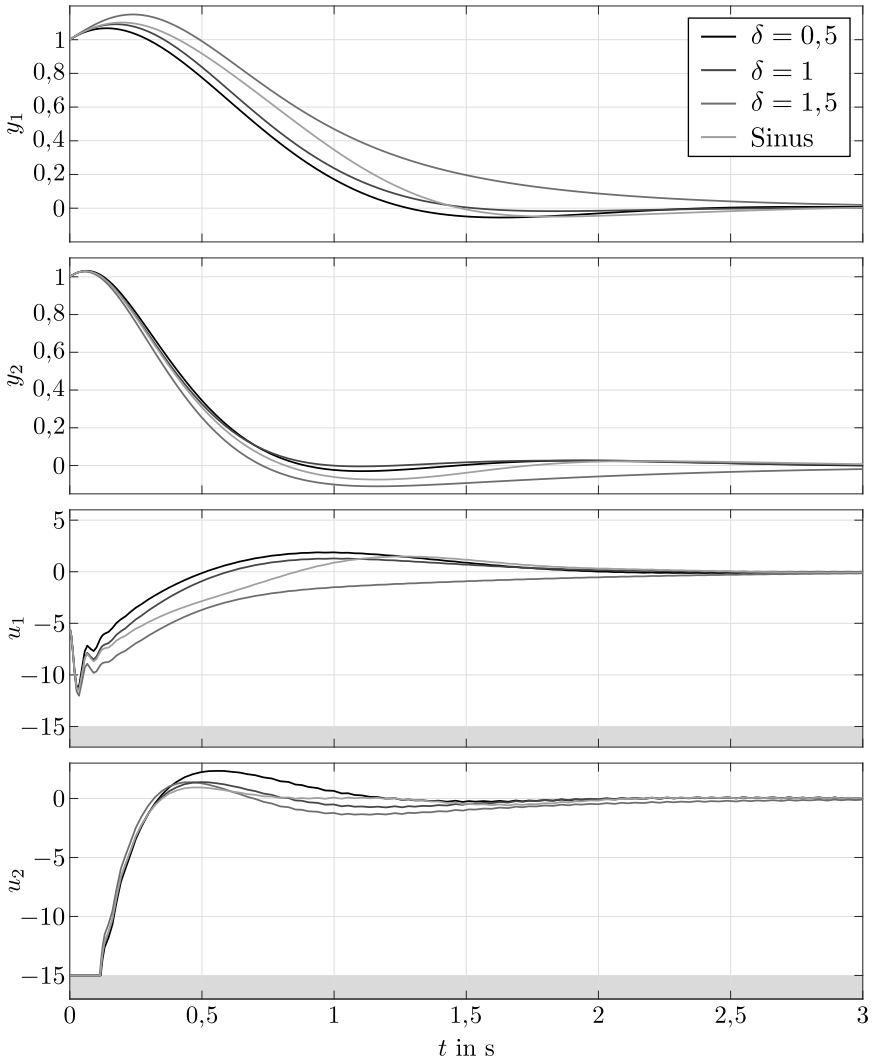
$$N = \begin{bmatrix} 2,1952 & 0,1209 \\ 27,5674 & 11,3905 \\ 0,0268 & 2,1820 \\ -0,5619 & 29,8606 \end{bmatrix}$$

$P =$

$$\begin{bmatrix} 0,3454 & 0,0852 & -0,0267 & 0,0422 & 0,5610 & -0,0473 & 0,3060 & -0,0045 \\ 0,0852 & 0,0388 & -0,0121 & 0,0079 & 0,1630 & -0,0136 & 0,0936 & -0,0017 \\ -0,0267 & -0,0121 & 0,1467 & 0,0459 & -0,0207 & 0,0009 & 0,0848 & -0,0080 \\ 0,0422 & 0,0079 & 0,0459 & 0,0365 & 0,0950 & -0,0081 & 0,1068 & -0,0056 \\ 0,5610 & 0,1630 & -0,0207 & 0,0950 & 237,7494 & -4,5390 & 29,5628 & 0,0080 \\ -0,0473 & -0,0136 & 0,0009 & -0,0081 & -4,5390 & 0,2018 & -1,1585 & 0,0021 \\ 0,3060 & 0,0936 & 0,0848 & 0,1068 & 29,5628 & -1,1585 & 172,2343 & -2,9243 \\ -0,0045 & -0,0017 & -0,0080 & -0,0056 & 0,0080 & 0,0021 & -2,9243 & 0,1174 \end{bmatrix}$$

$L =$

$$\begin{bmatrix} 8,1018 & -14,2817 & 3,6663 & -10,8206 & 0,0082 & 0,6577 & -0,0027 & -0,2332 \\ -14,2817 & 57,3080 & 1,2813 & 2,8014 & 0,0084 & 0,8354 & 0,0072 & 0,6565 \\ 3,6663 & 1,2813 & 14,8594 & -23,2301 & -0,0003 & -0,0587 & 0,0015 & 0,1134 \\ -10,8206 & 2,8014 & -23,2301 & 68,9763 & 0,0063 & 0,7867 & 0,0214 & 1,8175 \\ 0,0082 & 0,0084 & -0,0003 & 0,0063 & 0,0074 & 0,1679 & -0,0004 & -0,0122 \\ 0,6577 & 0,8354 & -0,0587 & 0,7867 & 0,1679 & 9,2572 & 0,0512 & 1,1681 \\ -0,0027 & 0,0072 & 0,0015 & 0,0214 & -0,0004 & 0,0512 & 0,0108 & 0,2680 \\ -0,2332 & 0,6565 & 0,1134 & 1,8175 & -0,0122 & 1,1681 & 0,2680 & 15,2639 \end{bmatrix}$$



**Abbildung C.3:** Beispiel 6: Verläufe der Ausgangs- sowie Stellgrößen des Rendezvous-Manövers mit robuster sättigender beobachtergestützter Zustandsregelung aus [83]. Die grauen Bereiche stellen die Sättigungen der Stellgrößen dar.

# Literaturverzeichnis

- [1] ABDUL-WAHAB, A. : Lyapunov-type equations for matrix root-clustering in subregions of the complex plane. In: *International Journal of Systems Science* 21 (1990), Nr. 9, S. 1819–1830
- [2] ABDUL-WAHAB, A. : Perturbation bounds for root-clustering of linear discrete-time systems. In: *International Journal of Systems Science* 22 (1991), Nr. 10, S. 1775–1783
- [3] ABDUL-WAHAB, A. : Pole assignment in a specified circular region using a bilinear transformation onto the unit circle. In: *International Journal of Systems Science* 25 (1994), Nr. 7, S. 1113–1125
- [4] ADAMY, J. : *Nichtlineare Systeme und Regelungen*. 3. Auflage. Springer Vieweg, 2018
- [5] ADEGAS, F. D. ; STOUSTRUP, J. : Robust structured control design via LMI optimization. In: *IFAC Proceedings Volumes* Bd. 44, 2011, S. 7933–7938
- [6] ADEGAS, F. D. ; STOUSTRUP, J. : Structured control of affine linear parameter varying systems. In: *Proceedings of the 2011 American Control Conference*, 2011, S. 739–744
- [7] ADEGAS, F. D. ; STOUSTRUP, J. : Structured Control of LPV Systems with Application to Wind Turbines. In: *Proceedings of the 2012 American Control Conference*, 2012, S. 756–761
- [8] AGULHARI, C. M. ; OLIVEIRA, R. C. L. F. ; PERES, P. L. D.: Robust  $H_\infty$  static output-feedback design for time-invariant discrete-time polytopic systems from parameter-dependent state-feedback gains. In: *Proceedings of the 2010 American Control Conference*, 2010, S. 4677–4682
- [9] AHMADI, A. A. ; JUNGERS, R. M. ; PARRILO, P. A. ; ROOZBEHANI, M. : Analysis of the Joint Spectral Radius via Lyapunov Functions

- on Path-Complete Graphs. In: *Proceedings of the 14th International Conference on Hybrid systems: computation and control*, 2011, S. 13–22
- [10] AITKEN, V. ; SCHWARTZ, H. : On the exponential stability of discrete-time systems with applications in observer design. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 39 (1994), Nr. 9, S. 1959–1962
- [11] AL-DABBAGH, A. W. ; CHEN, T. : Modelling and control of wireless networked control systems: A fixed structure approach. In: *2015 IEEE Conference on Control Applications (CCA)*, 2015, S. 1051–1056
- [12] ALIZADEH, F. ; HAEBERLY, J.-p. A. ; OVERTON, M. L.: Primal-Dual Interior-Point Methods for Semidefinite Programming: Convergence Rates, Stability and Numerical Results. In: *SIAM Journal on Optimization* 8 (1998), Nr. 3, S. 746–768
- [13] AMATO, F. : *Robust Control of Linear Systems Subject to Uncertain Time-Varying Parameters*. Springer Verlag, 2006
- [14] APKARIAN, P. ; TUAN, H. D.: Parameterized LMIs in Control Theory. In: *SIAM Journal on Control and Optimization* 38 (2000), Nr. 4, S. 1241–1264
- [15] BAKER, W. ; LUO, J. S. ; JOHNSON, A. : perturbation bounds for root-clustering of linear systems in a specified second order subregion. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 40 (1995), Nr. 3, S. 473–478
- [16] BARNETT, S. : A Note on Matrix Equations and Root Location. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 20 (1975), Nr. 1, S. 158–159
- [17] BEN-ISRAEL, A. : A Note on an Iterative Method for Generalized Inversion of Matrices. In: *Mathematics of Computation* 20 (1966), Nr. 95, S. 439
- [18] BERNSTEIN, D. S.: Some Open Problems in Matrix Theory, Arising in Linear Systems and Control. In: *Linear Algebra and its Applications* 162–164 (1992), S. 409–432
- [19] BOLK, S. : *Entwurf einer Mehrgrößenregelung zur Sollwertfolge am Höhenprüfstand der Universität Stuttgart*, Universität Stuttgart, Dissertation, 2010

- [20] BOYD, S. ; BARRATT, C. : *Linear Controller Design : Limits of Performance*. Prentice-Hall, 1991
- [21] BOYD, S. ; GHAOUI, L. E. ; FERON, E. ; BALAKRISHNAN, V. : *Linear matrix inequalities in system and control theory*. Society for Industrial and Applied Mathematics, 1994
- [22] CAO, Y. Y. ; LAM, J. ; SUN, Y.-X. : Simultaneous LQ optimal control design for discrete-time systems and sampled-data systems. In: *Proceedings of the 39th IEEE Conference on Decision and Control*, 2000, S. 3690–3695
- [23] CAO, Y.-Y. ; LIN, Z. : Stability Analysis of Discrete-Time Systems with Actuator Saturation by Saturation-Dependent Lyapunov Function. In: *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control*, 2002
- [24] CAO, Y.-Y. ; LIN, Z. ; WARD, D. G.:  $H_\infty$  Antiwindup Design for Linear Systems Subject to Input Saturation. In: *Journal of Guidance, Control and Dynamics* 25 (2002), Nr. 3, S. 455–463
- [25] CAUN, R. d. P. ; ASSUNÇÃO, E. ; TEIXEIRA, M. C. M. ; CAUN, A. d. P.: LQR-LMI control applied to convex-bounded domains. In: *Cogent Engineering* 5 (2018), Nr. 1, S. 1–27
- [26] CHESI, G. : On the Design of Robust Static Output Feedback Controllers via Robust Stabilizability Functions. In: *52nd IEEE Conference on Decision and Control December*, 2013, S. 3776–3781
- [27] CHESI, G. : Robust static output feedback controllers via robust stabilizability functions. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 59 (2014), Nr. 6, S. 1618–1623
- [28] CHILALI, M. ; GAHINET, P. :  $H_\infty$  design with pole placement constraints: An LMI approach. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 41 (1996), Nr. 3, S. 358–367
- [29] CHOJNOWSKI, F. ; GUTMAN, S. : Root-Clustering Criteria (II): Linear Matrix Equations. In: *IMA Journal of Mathematical Control and Information* 6 (1989), Nr. 3, S. 289–300

- [30] CRUSIUS, C. A. R. ; TROFINO, A. : Sufficient LMI Conditions for Output Feedback Control Problems. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 44 (1999), Nr. 5, S. 1053–1057
- [31] DE KLERK, E. : *Aspects of Semidefinite Programming*. Springer Verlag, 2002
- [32] DE OLIVEIRA, M. C. ; CAMINO, J. F. ; SKELTON, R. E.: A convexifying algorithm for the design of structured linear controllers. In: *39th IEEE Conference on Decision and Control*, 2000, S. 2781–2786
- [33] DE OLIVEIRA, M. C. ; GEROMEL, J. C. ; BERNUSSOU, J. : An LMI optimization approach to multiobjective controller design for discrete-time systems. In: *38th IEEE Conference on Decision and Control*, 1999, S. 3611–3616
- [34] DE OLIVEIRA, M. C. ; GEROMEL, J. C. ; BERNUSSOU, J. : Design of dynamic output feedback decentralized controllers via a separation procedure. In: *International Journal of Control* 73 (2000), Nr. 5, S. 371–381
- [35] DE OLIVEIRA, M. C. ; GEROMEL, J. C. ; BERNUSSOU, J. : Extended  $H_2$  and  $H_\infty$  norm characterizations and controller parametrizations for discrete-time systems. In: *International Journal of Control* 75 (2002), Nr. 9, S. 666–679
- [36] DE SOUZA, C. E. ; XIE, L. : On the discrete-time bounded real Lemma with application in the characterization of static state feedback  $H_\infty$  controllers. In: *Systems & Control Letters* 18 (1992), Nr. 1, S. 61–71
- [37] DEHNERT, R. ; TIBKEN, B. ; PARADOWSKI, T. ; SWIATLAK, R. : Multivariable PID Controller Synthesis of Discrete Linear Systems based on LMIs. In: *2015 IEEE Conference on Control and Applications (CCA)*, 2015, S. 1236–1241
- [38] DOLPHUS, R. M. ; SCHMITENDORF, W. E.: Stability Analysis for a Class of Linear Controllers Under Control Constraints. In: *Proceedings of the 30th Conference on Decision and Control*, 1991, S. 77–80

- [39] DOMONT-YANKULOVA, D. : *Entwurf strukturvariabler Regelungen mittels linearer Matrixungleichungen*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2010
- [40] EL GHAOU, L. ; NICULESCU, S.-I. : *Advances in Linear Matrix Inequality Methods in Control*. SIAM Studies in Applied Mathematics, 2000
- [41] EREMENKO, A. ; GABRIELOV, A. : Pole placement by static output feedback for generic linear systems. In: *SIAM Journal on Control and Optimization* 41 (2001), Nr. 1, S. 303–312
- [42] ESSICK, R. ; DULLERUD, G. : Minimum achievable decay rates of the discrete linear inclusion. In: *Proceedings of the 2015 American Control Conference*, 2015, S. 1089–1094
- [43] FILASOVÁ, A. ; KROKAVEC, D. :  $H_\infty$  Control of Discrete-Time Linear Systems Constrained in State by Equality Constraints. In: *International Journal of Applied Mathematics and Computer Science* 22 (2012), Nr. 3, S. 551–560
- [44] FISCHMAN, A. ; DION, J. M. ; DUGARD, L. ; NETO, A. T.: A Linear Matrix Inequality Approach for Guaranteed Cost Control. In: *IFAC Proceedings Volumes* 29 (1996), Nr. 1, S. 3591–3596
- [45] FÖLLINGER, O. : *Regelungstechnik*. 12 Auflage. VDE Verlag, 2016
- [46] GARCIA, G. ; PRADIN, B. ; TARBOURIECH, S. ; ZENG, F. : Robust stabilization and guaranteed cost control for discrete-time linear systems by static output feedback. In: *Automatica* 39 (2003), Nr. 9, S. 1635–1641
- [47] GEROMEL, J. C. ; PERES, P. L. D. ; SOUZA, S. R.: Convex analysis of output feedback control problems: robust stability and performance. 41 (1996), Nr. 7, S. 997–1003
- [48] GRANADO, E. ; COLMENARES, W. ; BERNUSSOU, J. ; GARCIA, G. : LMI Based MPC. In: *IFAC Proceedings Volumes* 35 (2002), Nr. 1, S. 177–182



- [49] GRANT, MICHAEL; BOYD, S. : *CVX: Matlab Software for Disciplined Convex Programming, version 2.1*. <http://cvxr.com/cvx>. Version: 2014
- [50] GRMAN, L. ; ROSINOVÁ, D. ; VESELÝ, V. ; KOZÁKOVÁ, A. : Robust stability conditions for polytopic systems. In: *International Journal of Systems Science* 36 (2005), Nr. 15, S. 961–973
- [51] GRUENIGEN, D. C.: *Digitale Signalverarbeitung: Mit einer Einführung in die kontinuierlichen Signale und Systeme*. Hanser Verlag, 2014
- [52] GRÜNBAUM, B. : *Convex Polytopes*. Springer New York, 2003
- [53] GUTMAN, P. O. ; HAGANDER, P. : A New Design of Constrained Controllers for Linear Systems. In: *21st IEEE Conference on Decision and Control*, 1985, S. 1007–1013
- [54] GUTMAN, S. : *Root Clustering in Parameter Space*. Springer Verlag, 1990
- [55] HACKBUSCH, W. ; KHOROMSKIJ, B. N. ; TYRTYSHNIKOV, E. E.: Approximate iterations for structured matrices. In: *Numerische Mathematik* 109 (2008), Nr. 3, S. 365–383
- [56] HAGHANI, F. K. ; SOLEYMANI, F. : A new high-order stable numerical method for matrix inversion. In: *The Scientific World Journal* 2014 (2014), Nr. 2
- [57] HAN, J. ; SKELTON, R. E.: An LMI optimization approach for structured linear controllers. In: *42nd IEEE International Conference on Decision and Control*, 2003, S. 5143–5148
- [58] HAN, J. ; SKELTON, R. E.: An LMI Optimization Approach to the Design of Structured Linear Controllers Using a Linearization Algorithm. In: *ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, 2003
- [59] HAUTUS, M. : Stabilization controllability and observability of linear autonomous systems. In: *Indagationes Mathematicae* 73 (1970), S. 448–455

- [60] HENRION, D. ; TARBOURIECH, S. ; GARCIA, G. : Output feedback robust stabilization of uncertain linear systems with saturating controls: An LMI approach. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 44 (1999), Nr. 11, S. 2230–2237
- [61] HU, T. ; LAM, J. : Pole assignment with optimal performance. In: *Proceedings of the 1998 American Control Conference*, 1998, S. 1170–1174
- [62] HU, T. ; LIN, Z. : *Control Systems with Actuator Saturation: analysis and design*. Birkhäuser, 2000
- [63] HU, T. ; LIN, Z. : Composite quadratic Lyapunov functions for Constrained Control Systems. In: *Proceedings of the 41st IEEE Conference on Decision and Control* 48 (2003), Nr. 3, S. 440–450
- [64] HU, T. ; LIN, Z. ; CHEN, B. M.: Analysis and design for discrete-time linear systems subject to actuator saturation. In: *Systems and Control* 45 (2002), Nr. 2, S. 97–112
- [65] IBRIR, S. : Static output feedback and guaranteed cost control of a class of discrete-time nonlinear systems with partial state measurements. In: *Nonlinear Analysis, Theory, Methods and Applications* 68 (2008), Nr. 7, S. 1784–1792
- [66] ISERMANN, R. : *Digitale Regelsysteme Band 1: Grundlagen Deterministische Regelungen*. 2. Auflage. Springer Verlag, 1987
- [67] JANSEN, K. ; MARGRAF, M. : *Approximative Algorithmen und Nichtapproximierbarkeit*. De Gruyter, 2008
- [68] JASNIEWICZ, B. : *Über weiche strukturvariable Regelung mittels impliziter Lyapunov-Funktionen - von der impliziten zur expliziten Regelung*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2009
- [69] JUNGnickel, D. : *Optimierungsmethoden*. 3. Auflage. Springer Verlag, 2014
- [70] KALMAN, R. E. ; FALB, P. L. ; ARBIB, M. A.: *Topics in mathematical system theory*. McGraw-Hill, 1969

- [71] KAPASOURIS, P. ; ATHANS, M. ; STEIN, G. : Design of feedback control systems for unstable plants with saturating actuators. In: *27th IEEE Conference on Decision and Control*, 1988, S. 1–11
- [72] KEEL, L. ; BHATTACHARYYA, S. ; HOWZE, J. : Robust control with structure perturbations. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* Bd. 33, 1988, S. 68–78
- [73] KEFFERPÜTZ, K. : *Regelungen für Systeme unter Stellgrößen- und Stellratenbeschränkungen*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2012
- [74] KHELOUFI, H. ; ZEMOUCHE, A. ; BEDOUHENE, F. ; BENNANI, C. ; TRINH, H. : New Decentralized Control Design for Interconnected Nonlinear Discrete-Time Systems with Nonlinear Interconnections. In: *IEEE 56th Conference on Decision and Control*, 2016
- [75] KHELOUFI, H. ; ZEMOUCHE, A. ; BEDOUHENE, F. ; SOULEY-ALI, H. : A robust  $H_\infty$  observer-based stabilization method for systems with uncertain parameters and Lipschitz nonlinearities. In: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 26 (2015), Nr. 9, S. 1962–1979
- [76] KHELOUFI, H. ; ZEMOUCHE, A. ; BEDOUHENE, F. ; SOULEY-ALI, H. : Robust  $H_\infty$  Observer-Based Controller for Lipschitz Nonlinear Discrete-Time Systems with Parameter Uncertainties. In: *53rd IEEE Conference on Decision and Control*, 2014, S. 4336–4341
- [77] KIYAMA, T. ; SAWADA, K. : On the relation between analysis and synthesis conditions for discrete-time systems with saturation nonlinearities. In: *44th IEEE Conference on Decision and Control*, 2005, S. 8124–8131
- [78] KONDO, H. ; OCHI, Y. : MIMO PID Controller Design Based on Integral-Type Optimal Servomechanism and Its Extension to Model-Following-Type. In: *SICE Journal of Control, Measurement, and System Integration* 4 (2011), Nr. 6, S. 439–444
- [79] KONDO, H. ; OCHI, Y. ; SHO, S. : PID controller design using fractional balanced reduction. In: *SICE Annual Conference*, 2011, S. 1791–1796

- [80] KRONMÜLLER, H. : *Digitale Signalverarbeitung*. Springer Verlag, 1991
- [81] KWAKERNAAK, H. ; SIVAN, R. : *Linear Optimal Control Systems*. John Wiley & Sons, 1972
- [82] LEE, T. T. ; LEE, S. H.: Root clustering in subregions of the complex plane. In: *International Journal of Systems Science* 18 (1987), Nr. 1, S. 117–129
- [83] LENS, H. : Fast robust stabilization by saturating output feedback of uncertain linear systems with input constraints. In: *48th IEEE Conference on Decision and Control*, 2009, S. 6935–6940
- [84] LENS, H. : *Schnelle Regelung mit Ausgangsrückführung für Systeme mit Stellgrößenbeschränkungen*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2009
- [85] LEWIS, F. L. ; VRABIE, D. L. ; SYRMOS, V. L.: *Optimal Control*. John Wiley & Sons, 2012
- [86] LI, Y. ; LIN, Z. : Improvements to the linear differential inclusion approach to stability analysis of linear systems with saturated linear feedback. In: *Automatica* 49 (2013), Nr. 3, S. 821–828
- [87] LI, Y. ; LIN, Z. : Further results on the maximal contractively invariant ellipsoid of discrete-time linear systems with multiple inputs subject to actuator saturation. In: *IEEE Conference on Decision and Control*, 2014, S. 6311–6316
- [88] LI, Y. ; LIN, Z. : On the estimation of the domain of attraction for linear systems with asymmetric actuator saturation via asymmetric Lyapunov functions. In: *Proceedings of the 2016 American Control Conference*, 2016, S. 1136–1141
- [89] LI, Y. ; LIN, Z. : *Stability and Performance of Control Systems with Actuator Saturation*. Birkhäuser, 2017
- [90] LIM, J. S. ; LEE, Y. I.: Design of discrete-time multivariable PID controllers via LMI approach. In: *International Conference on Control, Automation and Systems*, 2008, S. 1867–1871

- [91] LJAPUNOW, A. M.: The general problem of the stability of motion. In: *International Journal of Control* 3 (1992), Nr. 55, S. 529–773
- [92] LOFBERG, J. : YALMIP : a toolbox for modeling and optimization in MATLAB. In: *IEEE International Conference on Computer Aided Control Systems Design*, 2004, S. 284–289
- [93] LOHMANN, B. : Vollständige und teilweise Führungsentkopplung dynamischer Systeme durch konstante Zustandsrückführung. In: *at - Automatisierungstechnik* 39 (1991), Nr. 1-12, S. 329–378
- [94] LUDYK, G. : *Theoretische Regelungstechnik 1: Grundlagen, Synthese linearer Regelungssysteme*. Springer Verlag, 1995
- [95] LUDYK, G. : *Theoretische Regelungstechnik 2: Zustandsrekonstruktion, optimale und nichtlineare Regelungssysteme*. Springer Verlag, 1995
- [96] LUENBERGER, D. G.: Observing the State of a Linear System. In: *IEEE Transactions on Military Electronics* 8 (1964), Nr. 2, S. 74–80
- [97] LUNZE, J. : *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*. Springer Vieweg, 2016
- [98] LUNZE, J. : *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer Vieweg, 2016
- [99] MA, Y.-M. ; YANG, G.-H. : Stabilization with decay rate analysis for discrete-time linear systems subject to actuator saturation. In: *Proceedings of the 2008 American Control Conference*, 2008, S. 1887–1892
- [100] MASUBUCHI, I. ; OHARA, A. ; SUDA, N. : LMI-based controller synthesis: a unified formulation and solution. In: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 8 (1998), Nr. 8, S. 669–686
- [101] MAYER, S. ; DEHNERT, R. ; TIBKEN, B. : Controller synthesis of multi dimensional, discrete LTI systems based on numerical solutions of linear matrix inequalities. In: *Proceedings of the 2013 American Control Conference*, 2013, S. 2386–2391

- [102] MENGI, E. ; OVERTON, M. L.: Algorithms for the computation of the pseudospectral radius and the numerical radius of a matrix. In: *IMA Journal of Numerical Analysis* 25 (2005), Nr. 4, S. 648–669
- [103] MERTENS, A. : *Signaltheorie*. 3. Auflage. Springer Vieweg, 2012
- [104] MORI, T. : On the Relationship Between the Spectral Radius and Stability Radius for Discrete Systems. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 35 (1990), Nr. 7, S. 835
- [105] MOSEK APS: *The MOSEK optimization toolbox for MATLAB manual Version 7.1 (Revision 63)*. <http://docs.mosek.com/7.1/toolbox/index.html>. Version: 2015
- [106] MULDER, E. F. ; KOTHARE, M. V.: Static anti-windup controller synthesis using simultaneous convex design. In: *Proceedings of the 2002 American Control Conference*, 2002, S. 651–656
- [107] MÜLLER, K. : *Entwurf robuster Regelungen*. Springer Vieweg, 1996
- [108] ORTSEIFEN, A. : *Entwurf von modellbasierten Anti-Windup-Methoden für Systeme mit Stellbegrenzungen*, Technische Universität Darmstadt, Dissertation, 2012
- [109] PADFIELD, G. D.: *Helicopter Flight Dynamics: The Theory and Application of Flying Qualities and Simulation Modelling*. 2. Auflage. Blackwell Publishing, 2007
- [110] PAGANINI, F. ; FERON, E. : LMI Methods for Robust  $H_2$  Analysis: a Survey with Comparisons. In: *Advances in Linear Matrix Inequality Methods in Control*. SIAM Studies in Applied Mathematics, 2000, Kapitel 7
- [111] PEAUCELLE, D. ; EBIHARA, Y. : LMI results for robust control design of observer-based controllers, the discrete-time case with polytopic uncertainties. In: *IFAC Proceedings Volumes* 47 (2014), Nr. 3, S. 6527–6532
- [112] POLYAK, B. T. ; SHCHERBAKOV, P. S.: Hard Problems in Linear Control Theory : Possible Approaches to Solution. In: *Automation and Remote Control* 66 (2005), Nr. 5, S. 681–718

- [113] PRATZEL-WOLTERS, D. ; REINKE, R. : Discrete positive real systems and high gain stability / Dept. of Mathematics University of Kaiserslautern. 1991. – Forschungsbericht
- [114] RIOS-BOLIVAR, A. ; RIVAS-ECHEVERRIA, F. ; GARCIA, G. : Robust Anti-Windup Compensation for PID Controllers. In: *Proceedings of the 7th WSEAS international conference on Automatic control*, 2005, S. 242–247
- [115] ROSINOVÁ, D. ; VESELÝ, V. : Robust Output Feedback Design of Discrete-Time Systems - Linear Matrix Inequality Methods. In: *IFAC Proceedings Volumes 36* (2003), Nr. 18, S. 363–368
- [116] ROSINOVÁ, D. ; VESELÝ, V. : Robust Output Feedback Design of Linear Discrete-Time Systems - LMI Approach. In: *IFAC Proceedings Volumes 36* (2003), Nr. 11, S. 395–400
- [117] ROSINOVÁ, D. ; VESELÝ, V. : Robust static output feedback for discrete-time systems - LMI approach. In: *Periodica Polytechnica Electrical Engineering* 48 (2004), Nr. 3-4, S. 151–163
- [118] ROSINOVÁ, D. ; VESELÝ, V. ; KUČERA, V. : A necessary and sufficient condition for static output feedback stabilizability of linear discrete-time systems. 39 (2003), Nr. 4, S. 447–459
- [119] SADABADI, M. S. ; KARIMI, A. : An LMI formulation of fixed order  $H_\infty$  and  $H_2$  controller design for discrete-time systems with polytopic uncertainty. In: *52nd IEEE Conference on Decision and Control*, 2013, S. 2453–2458
- [120] SCHERER, C. ; GAHINET, P. ; CHILALI, M. : Multiobjective Output-Feedback Control via LMI Optimization. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 42 (1997), Nr. 7, S. 896–911
- [121] SCHERER, C. ; WEILAND, S. : Linear Matrix Inequalities in Control / Department of Mathematics University of Stuttgart; Department of Electrical Engineering Eindhoven University of Technology. 2015. – Forschungsbericht

- [122] SCHERER, C. W.: Lineare Matrixungleichungen in der Theorie der robusten Regelung. In: *at - Automatisierungstechnik* 45 (1997), Nr. 7, S. 306–318
- [123] SCHULZ, G. : Iterative Berechnung der reziproken Matrix. In: *ZAMM Journal of Applied Mathematics and Mechanics/Zeitschrift für Angewandte Mathematik und Mechanik* 13 (1933), Nr. 1, S. 57–59
- [124] SCHWENK, S. : *Untersuchung der robusten Stabilität von linearen Systemen mit Ljapunowfunktionen*, Bergische Universität Wuppertal, Dissertation, 2013
- [125] SELBACH, C. M.: *Beobachterentwurf für nichtlineare polynomiale Systeme*, Bergische Universität Wuppertal, Dissertation, 2012
- [126] SHEWCHUN, J. M. ; FERON, E. : High performance control with position and rate limited actuators. In: *International Journal of Robust and Nonlinear Control* 9 (1999), Nr. 10, S. 617–630
- [127] SKOGESTAD, S. ; POSTLETHWAITE, I. : *Multivariable feedback control: analysis and design*. John Wiley & Sons, 2005
- [128] SOH, Y. C. ; FOO, Y. K.: Generalized edge theorem. In: *Systems & Control Letters* 12 (1989), Nr. 3, S. 219–224
- [129] SOLEYMANI, F. : On a fast iterative method for approximate inverse of matrices. In: *Communications of the Korean Mathematical Society* 28 (2013), Nr. 2, S. 407–418
- [130] STEIN, G. G.: Respect the unstable. In: *IEEE Control Systems Magazine* 23 (2003), Nr. 4, S. 12–25
- [131] STURM, J. F.: Using SeDuMi 1.02, A Matlab toolbox for optimization over symmetric cones. In: *Optimization Methods and Software* 11 (1999), Nr. 1-4, S. 625–653
- [132] SYRMOS, V. L. ; ABDALLAH, C. T. ; DORATO, P. ; GRIGORIADIS, K. : Static output feedback - A survey. In: *Automatica* 33 (1997), Nr. 2, S. 125–137



- [133] TOSCANO, R. : *Structured Controllers for Uncertain Systems*. Springer Verlag, 2013
- [134] TROFINO, A. ; COUTINHO, D. F. ; BARBOSA, K. A.: Improved  $H_2$  and  $H_\infty$  conditions for robust analysis and control synthesis of linear systems. In: *Controle y Automacao* 16 (2005), Nr. 4, S. 427–434
- [135] TURNER, M. C. ; BATES, D. G.: *Mathematical Methods for Robust and Nonlinear Control*. Springer Verlag, 2007
- [136] TÛTÛNCÛ, R. H. ; TOH, K. C. ; TODD, M. J.: Solving semidefinite-quadratic-linear programs using SDPT3. In: *Mathematical Programming, Series B* 95 (2003), Nr. 2, S. 189–217
- [137] UNBEHAUEN, H. : *Regelungstechnik II: Zustandsregelungen, digitale und nichtlineare Regelsysteme*. 9. Auflage. Vieweg, 2007
- [138] VANANTWERP, J. G. ; BRAATZ, R. D.: A tutorial on linear and bilinear matrix inequalities. In: *Journal of Process Control* 10 (2000), Nr. 4, S. 363–385
- [139] VANDENBERGHE, L. ; BOYD, S. : Semidefinite Programming. In: *SIAM Review* 38 (1996), Nr. 1, S. 49–95
- [140] VASSILAKI, M. ; HENNET, J.-C. ; BITSORIS, G. : Feedback Control of Linear Discrete-Time Systems under State and Control Constraints. In: *International Journal of Control* 47 (1988), Nr. 6, S. 1727–1735
- [141] VISIOLI, A. : *Practical PID Control*. Springer Verlag, 2006
- [142] WARTHENPFUHL, S. A. ; TIBKEN, B. : Guaranteed bounds for robust LMI problems with polynomial parameter dependence. In: *IFAC Proceedings Volumes* 41 (2008), Nr. 2, S. 10057–10062
- [143] WENDT, L. : *Taschenbuch der Regelungstechnik*. Verlag Harri Deutsch, 2010
- [144] WERNER, D. : *Funktionalanalysis*. Springer Verlag, 2007
- [145] WOLKOWICZ, H. ; SAIGAL, R. ; VANDENBERGHE, L. : *Handbook of Semidefinite Programming : Theory, Algorithms, and Applications*. Springer Verlag, 2000

- [146] YANG, G.-H. ; WANG, J. L. ; SOH, Y. C.: Guaranteed Cost Control for Discrete-Time Linear Systems under Controller Gain Perturbations. In: *Linear Algebra and its Applications* 312 (2000), Nr. 1-3, S. 161–180
- [147] YANG, Y. ; YANG, G.-H. ; SOH, Y. C.: Reliable control of discrete-time systems with actuator failure. In: *IEE Proceedings - Control Theory and Applications* 147 (2000), Nr. 4, S. 428–432
- [148] YEDAVALLI, R. K.: Robust Root Clustering for Linear Uncertain Systems using Generalized Lyapunov Theory. In: *Automatica* 29 (1993), Nr. 1, S. 237–240
- [149] YU, L. ; GAO, F. : Output Feedback Guaranteed Cost Control for Uncertain Discrete-Time Systems Using Linear Matrix Inequalities. In: *Journal of Optimization Theory and Applications* 113 (2002), Nr. 3, S. 621–634
- [150] YU, L. : An LMI approach to reliable guaranteed cost control of discrete-time systems with actuator failure. In: *Applied Mathematics and Computation* 162 (2005), Nr. 3, S. 1325–1331
- [151] YU, L. ; HAN, Q.-L. ; SUN, M.-X. : Optimal Guaranteed Cost Control of Linear Uncertain Systems with Input Constraints. (2005), Nr. 1, S. 2–7
- [152] YUZHI, L. ; MUGUO, L. : Robust observer-based mixed  $H_2 / H_\infty$  control design for uncertain linear discrete-time systems. In: *Proceedings of the 32nd Chinese Control Conference*, 2013, S. 2769 – 2774
- [153] ZHOU, B. ; ZHENG, W. X. ; DUAN, G. R.: An Improved Treatment of Saturation Nonlinearity with its Application to Control of Systems subject to Nested Saturation. In: *Automatica* 47 (2011), Nr. 2, S. 306–315
- [154] ZHOU, K. : *Essentials of Robust Control*. Prentice Hall, 1999
- [155] ZHU, Q. ; HU, G. D. ; ZENG, L. : Estimating the spectral radius of a real matrix by discrete Lyapunov equation. In: *Journal of Difference Equations and Applications* 17 (2011), Nr. 4, S. 603–611