



Hochschule für Technik
und Wirtschaft Berlin

University of Applied Sciences

Inverses Pendel: Moderne Methoden der Regelungstechnik (VA1)

Name: Sebastian Richter
Aaron Zielstorff

Matrikelnummer:
572906
567183

Fachbereich: FB1
Studiengang: M. Elektrotechnik
Fachsemester: 2. FS
Fach: VA1 Moderne Methoden der Regelungstechnik
Dozent: Prof. Dr.-Ing. Horst Schulte
Abgabe am: 19. Juli 2022

Inhaltsverzeichnis

1 Einführung in die Regelaufgabe	6
2 Modellierung: Energiemethode nach Lagrange	8
2.1 Ansatz	8
2.2 Freiheitsgrade und Zwangsbedingungen	8
2.3 Generalisierte Koordinaten	8
2.4 Berechnung der kinetischen und potentiellen Energie	9
2.5 Herleitung der Bewegungsgleichungen	10
3 Nichtlineares Zustandsraummodell	12
3.1 Umformungen	12
3.2 Zustandsraumdarstellung (nichtlinear)	12
4 Linearisiertes Zustandsraummodell	14
4.1 Linearisierungsvorschrift	14
4.2 Stabile und instabile Ruhelage	14
4.3 Zustandsraumdarstellung (linear)	15
4.4 Überprüfung der Steuerbarkeit	16
5 Vergleich beider Systeme	17
6 Zustandsreglerentwurf	20
6.1 Einfache Zustandsrückführung	20
6.2 Vorsteuerung	23
6.3 I-Regelung	27
7 Reglervalidierung	31
7.1 Validierung des linearen Modells	31
7.1.1 Zustandsregler mit Ackermann-Formel	31
7.1.2 Zustandsregler mit Vorsteuerung	34
7.1.3 Zustandsregler mit I-Regelung	38
7.1.4 Vergleich des Regelverhaltens	43
7.2 Validierung des nicht-linearen Modells	46
7.2.1 Zustandsregler mit Ackermann-Formel	46
7.2.2 Zustandsregler mit Vorsteuerung	48
7.2.3 Zustandsregler mit I-Regelung	52
7.2.4 Vergleich des Regelverhaltens	56

8 Beobachter	58
8.1 Überprüfung der Beobachtbarkeit	59
8.2 Beobachterentwurf	61
8.3 Beobachtervalidierung	61
Literaturverzeichnis	62

Abbildungsverzeichnis

1	Skizze des Aufbaus der Regelaufgabe	7
2	Simulinkmodell des nichtlinearen Systems	17
3	Simulinkmodell des linearisierten Systems	17
4	Vergleich der beiden radialen Winkelverläufe	18
5	Vergleich der beiden Winkelverläufe in Grad	18
6	Vergleich der beiden Winkelverläufe in Grad mit Abweichung	19
7	Reglerstruktur Ackermann	20
8	Polstellenlage Ackermann	22
9	Reglerstruktur Vorsteuerung	24
10	Polstellenlage Vorsteuerung	27
11	Reglerstruktur I-Regelung	28
12	Polstellenlage I-Regelung	30
13	Ackermann Regler Simulink (linear)	31
14	φ für Regler mit Ackermann-Formel (linear)	32
15	x_M für Regler mit Ackermann-Formel (linear)	32
16	u für Regler mit Ackermann-Formel (linear)	33
17	Regler mit Vorsteuerung Simulink (linear)	34
18	φ für Regler mit Vorsteuerung (linear)	35
19	x_M für Regler mit Vorsteuerung (linear)	36
20	u für Regler mit Vorsteuerung (linear)	37
21	Regler mit I-Regelung Simulink (linear)	39
22	φ für Regler mit I-Regelung (linear)	40
23	x_M für Regler mit I-Regelung (linear)	41
24	u für Regler mit I-Regelung (linear)	42
25	Reglervergleich für φ (linear)	43
26	Reglervergleich für x_M (linear)	44
27	Reglervergleich für u (linear)	44
28	Ackermann Regler Simulink (nicht-linear)	46
29	φ für Regler mit Ackermann-Formel (nicht-linear)	47
30	x_M für Regler mit Ackermann-Formel (nicht-linear)	47
31	u für Regler mit Ackermann-Formel (nicht-linear)	48
32	Regler mit Vorsteuerung Simulink (nicht-linear)	48
33	φ für Regler mit Vorsteuerung (nicht-linear)	49
34	x_M für Regler mit Vorsteuerung (nicht-linear)	50
35	u für Regler mit Vorsteuerung (nicht-linear)	51
36	Regler mit I-Regelung Simulink (nicht-linear)	52
37	φ für Regler mit I-Regelung (nicht-linear)	53

38	x_M für Regler mit I-Regelung (nicht-linear)	54
39	u für Regler mit I-Regelung (nicht-linear)	55
40	Reglervergleich für φ (nicht-linear)	56
41	Reglervergleich für x_M (nicht-linear)	56
42	Reglervergleich für u (nicht-linear)	57
43	Allgemeines System im Zustandsraum	58
44	System mit Beobachter	59
45	Reglerstruktur mit Beobachter	61

Tabellenverzeichnis

1	Modellparameter des Inversen Pendels	6
---	--	---

1 Einführung in die Regelaufgabe

Ziel des Beleges ist die Modellierung und Regelung eines inversen Pendels, welches auf einem durch einen Motor bewegten Schlitten befestigt ist. Über die Regelung soll es möglich sein das Pendel in der instabilen Ruhelage aufrecht stehen zu lassen. Dies soll ausschließlich über die Bewegung des Schlittens möglich sein. Es gelten folgende Voraussetzungen für das System:

- Das Pendel ist frei gelagert.
- Der Motor (Synchronmaschine) ist momentengeregt ($M_{\max} = 80N$).
- Die Position und Geschwindigkeit des Schlittens werden erfasst.
- Der Winkel, aber nicht die Winkelgeschwindigkeit, des Pendels wird gemessen.

Es werden folgende Einschränkungen festgelegt:

- Der Schlitten darf den Arbeitsbereich nicht verlassen ($\pm 1m$).
- Es soll ein Zustandsregler mit vier Zuständen verwendet werden.
- Für die Ermittlung der Winkelgeschwindigkeit ist eine Rekonstruktion über einen Beobachter notwendig.

Für die Umsetzung der Aufgabe sind nachfolgende Modellparameter gegeben:

Symbol	Parameter	Wert
l	Länge des Pendels	40 cm
m	Gewicht des Pendels	260 g
M	Gewicht des gesamten Schlittens	3 kg
F_c	Coulombsche Reibung	$16 \frac{\text{kg}\cdot\text{m}}{\text{s}^2}$
d	Dämpfungskoeffizient des Schlittens	$7 \frac{\text{kg}}{\text{s}}$
d_{Mf}	Lagerreibung	$0,000\,95 \frac{\text{kg}\cdot\text{m}}{\text{s}^2}$

Tab. 1: Modellparameter des Inversen Pendels

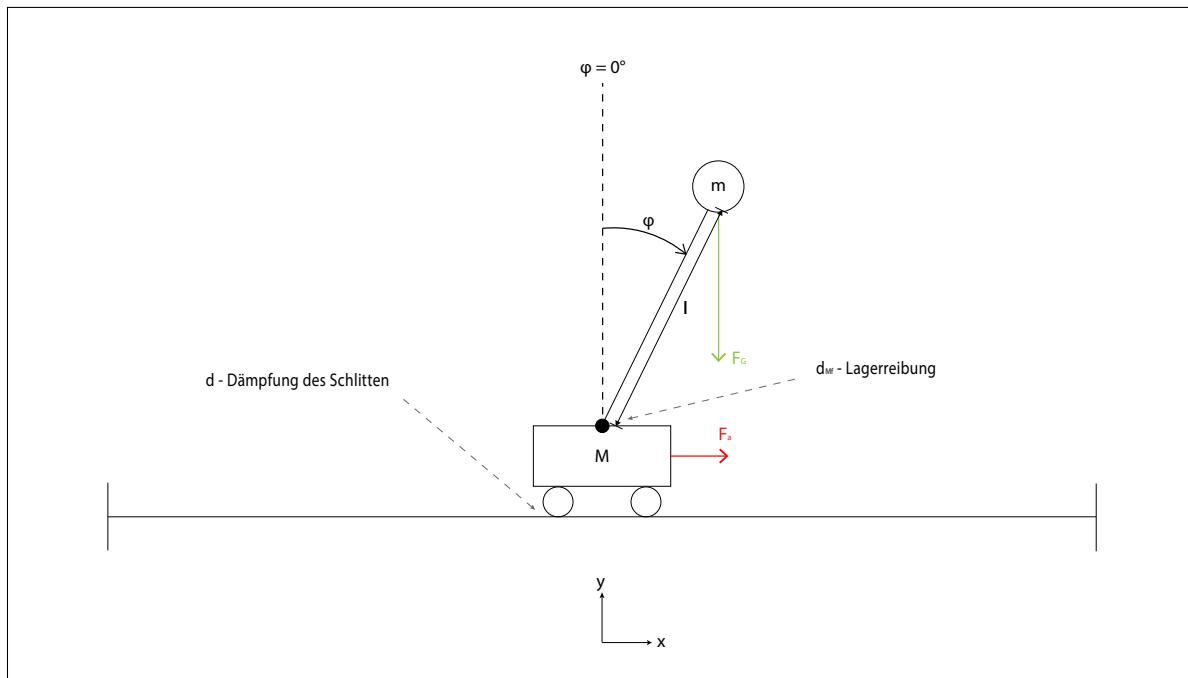


Abb. 1: Skizze des Aufbaus der Regelaufgabe Inverses Pendel mit Darstellung der einwirkenden Kräfte und Momente

2 Modellierung: Energiemethode nach Lagrange

2.1 Ansatz

Die nachfolgende Gleichung zeigt den Lagrange Ansatz unter Berücksichtigung der dissipativen Funktion. Diese besagt in Erweiterung zu der Lagrange-Formulierung, dass Energie in einem Vorgang in Wärme umgewandelt wird. Mit Hilfe der dissipativen Funktion können Reibungsverluste bei der Energiemethode nach Lagrange berücksichtigt werden.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} \right) - \frac{\partial L}{\partial q_i} + \frac{\partial D}{\partial \dot{q}_i} = F_i \quad (1)$$

2.2 Freiheitsgrade und Zwangsbedingungen

In Abbildung 1 sind zwei Massepunkte im \mathbb{R}^2 zu erkennen. Somit gilt grundsätzlich:

- 2 Punkte: 4 Freiheitsgrade (FHG)

Das inverse Pendel besitzt jedoch auch zwei Zwangsbedingungen, die wie folgt formuliert werden können:

- Der Wagen kann sich nur horizontal bewegen:
 $y_M = 0$
- Die Masse m am Ende des Pendels ist mit dem Wagen gekoppelt:
 $(y_M - y_m)^2 + (x_M - x_m)^2 = l^2$

Somit bleiben am Ende noch zwei Freiheitsgrade (FHG) übrig.

2.3 Generalisierte Koordinaten

Aus den verbliebenen Freiheitsgraden werden die beiden generalisierten Koordinaten abgeleitet.

- $q_1 = x_M$
- $q_2 = \varphi$

2.4 Berechnung der kinetischen und potentiellen Energie

Der Ansatz zur Berechnung einer kinetischen Energie ist nachfolgend gezeigt.

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} \cdot m \cdot v^2 \quad (2)$$

Zu berücksichtigen ist, dass beide Massen (m und M) eine kinetische Energie besitzen (Gleichung 3 und Gleichung 4).

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} \cdot M \cdot \dot{x}_M^2 + \frac{1}{2} \cdot m \cdot v_m^2 \quad (3)$$

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} \cdot M \cdot \dot{x}_M^2 + \frac{1}{2} \cdot m \cdot (\dot{x}_m^2 + \dot{y}_m^2) \quad (4)$$

Weiter gilt:

$$x_m = x_M + l \cdot \sin(\varphi)$$

$$y_m = l \cdot \cos(\varphi)$$

$$\dot{x}_m = \dot{x}_M + l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos \varphi$$

$$\dot{y}_m = -l \cdot \dot{\varphi} \cdot \sin(\varphi)$$

Daraus resultiert:

$$\begin{aligned} E_{\text{kin}} &= \frac{1}{2} \cdot M \cdot \dot{x}_M^2 + \frac{1}{2} \cdot m \cdot ((\dot{x}_M + l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos(\varphi))^2 + (-l \cdot \dot{\varphi} \cdot \sin(\varphi))^2) \\ &= \frac{1}{2} \cdot M \cdot \dot{x}_M^2 + \frac{1}{2} \cdot m \cdot (\dot{x}_M^2 + 2 \cdot \dot{x}_M \cdot l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) + l^2 \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \cos^2(\varphi) + l^2 \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \sin^2(\varphi)) \\ &= \frac{1}{2} \cdot M \cdot \dot{x}_M^2 + \frac{1}{2} \cdot m \cdot \dot{x}_M^2 + m \cdot \dot{x}_M \cdot l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) + \frac{1}{2} \\ &\quad \cdot m \cdot l^2 \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \cos^2(\varphi) + \frac{1}{2} \cdot m \cdot l^2 \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \sin^2(\varphi) \end{aligned}$$

Durch das Zusammenfassen der vorangegangenen Beziehung folgt Gleichung 5 für die gesamte kinetische Energie des Systems.

$$E_{\text{kin}} = \frac{1}{2} \cdot \dot{x}_M^2 \cdot (M + m) + \frac{1}{2} \cdot m \cdot (2 \cdot \dot{x}_M \cdot l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) + l^2 \cdot \dot{\varphi}^2) \quad (5)$$

Ausschließlich die Masse m am Pendelende besitzt eine für den Lagrange-Formalismus relevante potentielle Energie (Gleichung 6).

$$\begin{aligned} E_{\text{pot}} &= m \cdot g \cdot h \\ E_{\text{pot}} &= m \cdot g \cdot y_m \\ E_{\text{pot}} &= m \cdot g \cdot l \cdot \cos(\varphi) \end{aligned} \quad (6)$$

2.5 Herleitung der Bewegungsgleichungen

Die Lagrange-Funktion wird aus der Differenz der kinetischen und der potentiellen Energie berechnet (Gleichung 7).

$$L = E_{\text{kin}} - E_{\text{pot}} \quad (7)$$

$$L = \frac{1}{2} \cdot \dot{x}_M^2 \cdot (M + m) + \frac{1}{2} \cdot m \cdot (2 \cdot \dot{x}_M \cdot l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) + l^2 \cdot \dot{\varphi}^2) - m \cdot g \cdot l \cdot \cos(\varphi) \quad (8)$$

Im ersten Schritt wird die Bewegungsgleichung des Wagens hergeleitet. Dafür wird zunächst Gleichung 8 nach der ersten zeitlichen Ableitung der generalisierten Koordinate x_M partiell differenziert:

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{x}_M} = (M + m) \cdot \dot{x}_M + m \cdot l \cdot \dot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) \quad (9)$$

Die vorangegangene Gleichung wird zeitlich differenziert:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{x}_M} \right) = (M + m) \cdot \ddot{x}_M + m \cdot l \cdot (\ddot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) - \dot{\varphi}^2 \cdot \sin(\varphi)) \quad (10)$$

Im zweiten Schritt wird die Lagrange-Funktion nach der generalisierten Koordinate x_M abgeleitet.

$$\frac{\partial L}{\partial x_M} = 0 \quad (11)$$

Abschließend wird die dissipative Funktion nach der 1. Ableitung der generalisierten Koordinate x_M differenziert.

$$\frac{\partial D}{\partial \dot{x}_M} = d \cdot \dot{x}_M \quad (12)$$

Durch das Einsetzen der Gleichung 9 bis Gleichung 12 in den Ansatz aus Gleichung 1 resultiert die vollständige Bewegungsgleichung des Wagens.

$$(M + m) \cdot \ddot{x}_M + m \cdot l \cdot (\ddot{\varphi} \cdot \cos(\varphi) - \dot{\varphi}^2 \cdot \sin(\varphi)) + d \cdot \dot{x}_M = F_a \quad (13)$$

Analog wird die Bewegungsgleichung des Pendels entwickelt. Hierbei wird zunächst Gleichung 8 nach der 1. Ableitung der generalisierten Koordinate φ partiell differenziert.

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{\varphi}} = m \cdot l \cdot \dot{x}_M \cdot \cos(\varphi) + m \cdot l^2 \cdot \dot{\varphi} \quad (14)$$

Die vorangegangene Gleichung wird nach der Zeit abgeleitet:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\varphi}} \right) = m \cdot l \cdot (\ddot{x}_M \cdot \cos(\varphi) - \dot{x}_M \cdot \sin(\varphi) \cdot \dot{\varphi}) + m \cdot l^2 \cdot \ddot{\varphi} \quad (15)$$

Als nächstes wird für die Bewegungsgleichung des Pendels die Lagrange-Funktion nach der generalisierten Koordinate φ abgeleitet:

$$\frac{\partial L}{\partial \varphi} = -m \cdot l \cdot \dot{\varphi} \cdot \dot{x}_M \cdot \sin(\varphi) + m \cdot g \cdot l \cdot \sin(\varphi) \quad (16)$$

Abschließend wird die dissipative Funktion analog nach der 1. Ableitung der generalisierten Koordinate φ differenziert:

$$\frac{\partial D}{\partial \dot{\varphi}} = d_{Mf} \cdot \dot{\varphi} \quad (17)$$

Über das Anwenden von Gleichung 1 folgt die Bewegungsgleichung des Pendels zu:

$$\ddot{x}_M \cdot \cos(\varphi) + l \cdot \ddot{\varphi} - g \cdot \sin(\varphi) + \frac{d_{Mf} \cdot \dot{\varphi}}{m \cdot l} = 0 \quad (18)$$

3 Nichtlineares Zustandsraummodell

3.1 Umformungen

Zum Aufstellen des nichtlinearen Zustandsraummodells werden die Gleichung 13 und Gleichung 18 nach den höchsten Ableitungen \ddot{x}_M und $\ddot{\varphi}$ umgestellt.

$$\ddot{x}_M = \frac{-d_{Mf} \cdot \dot{\varphi} - m \cdot l^2 \cdot \ddot{\varphi} + m \cdot g \cdot l \cdot \sin(\varphi)}{m \cdot l \cdot \cos(\varphi)} \quad (19)$$

$$\ddot{\varphi} = \frac{F_a - (M + m) \cdot \ddot{x}_M + m \cdot l \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \sin(\varphi) - d \cdot \dot{x}_M}{m \cdot l \cdot \cos(\varphi)} \quad (20)$$

Beide Gleichungen sind über die Wagenbeschleunigung \ddot{x}_M und der Winkelbeschleunigung $\ddot{\varphi}$ miteinander verkoppelt. Durch das gegenseitige Einsetzen werden die Abhängigkeiten eliminiert.

$$\ddot{x}_M = \frac{-d_{Mf} \cdot \dot{\varphi} - m \cdot l^2 \cdot \left(\frac{F_a - (M + m) \cdot \ddot{x}_M + m \cdot l \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \sin(\varphi) - d \cdot \dot{x}_M}{m \cdot l \cdot \cos(\varphi)} \right) + m \cdot g \cdot l \cdot \sin(\varphi)}{m \cdot l \cdot \cos(\varphi)} \quad (21)$$

$$\ddot{\varphi} = \frac{F_a - (M + m) \cdot \left(\frac{-d_{Mf} \cdot \dot{\varphi} - m \cdot l^2 \cdot \ddot{\varphi} + m \cdot g \cdot l \cdot \sin(\varphi)}{m \cdot l \cdot \cos(\varphi)} \right) + m \cdot l \cdot \dot{\varphi}^2 \cdot \sin(\varphi) - d \cdot \dot{x}_M}{m \cdot l \cdot \cos(\varphi)} \quad (22)$$

3.2 Zustandsraumdarstellung (nichtlinear)

Das zu untersuchende System weist vier Zustände auf, welche in Form eines Zustandsvektors \underline{x} erfasst werden. Die Dokumentation der zeitlichen Ableitungen erfolgt im Vektor der Zustandsänderungen $\dot{\underline{x}}$. Der Eingangsvektor \underline{u} gleicht der Eingangskraft des Systems F_a .

Eingangsvektor:

$$\underline{u} = F_a \quad (23)$$

Zustandsvektor:

$$\underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \\ x_M \\ \dot{x}_M \end{bmatrix} \quad (24)$$

Vektor der Zustandsänderungen:

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \ddot{\varphi} \\ \dot{x}_M \\ \ddot{x}_M \end{bmatrix} \quad (25)$$

Mithilfe der Gleichung 23 bis Gleichung 25, durch das Einsetzen in Gleichung 21 und Gleichung 22, dem Zusammenfassen und Umstellen nach \ddot{x}_M und $\ddot{\varphi}$ folgt das nichtlineare Zustandsraummodell aus Gleichung 26.

$$\dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} x_2 \\ \left(\frac{\left(\frac{F_a - g \cdot \tan(x_1) \cdot (M+m) - d \cdot x_4}{m \cdot l \cdot \cos(x_1)} + d_{Mf} \cdot x_2 \cdot \left(\frac{M}{m^2 \cdot l^2 \cdot \cos^2(x_1)} + \frac{1}{m \cdot l^2 \cdot \cos^2(x_1)} \right) + x_2^2 \cdot \tan(x_1) \right)}{\left(1 - \frac{1}{\cos^2(x_1)} - \frac{M}{m \cdot \cos^2(x_1)} \right)} \right) \\ x_4 \\ \left(g \cdot \tan(x_1) - \frac{F_a}{m \cdot \cos^2(x_1)} + \frac{d \cdot x_4}{m \cdot \cos^2(x_1)} - \frac{l \cdot x_2^2 \cdot \tan(x_1)}{\cos(x_1)} - \frac{d_{Mf} \cdot x_2}{m \cdot l \cdot \cos(x_1)} \right) \\ \left(1 - \frac{(M+m)}{m \cdot \cos^2(x_1)} \right) \end{bmatrix} \quad (26)$$

4 Linearisiertes Zustandsraummodell

4.1 Linearisierungsvorschrift

Das Verhalten des nichtlinearen Systems ist für große Änderungen des Eingangssignals nicht vorhersehbar. Um dennoch Aussagen über das Systemverhalten treffen zu können, wird das nichtlineare Zustandsraummodell mithilfe der Taylorreihenentwicklung um eine Ruhelage (\underline{x}^*) linearisiert. Die nichtlinearen Restglieder $R(\Delta\underline{x}^2, \Delta\underline{u}^2)$ werden zu Null angenommen. Durch die Linearisierung wird das Systemverhalten für kleine Änderungen um die Ruhelage kontrollierbar.

Taylorreihenentwicklung für Linearisierung:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}}^* + \Delta\dot{\underline{x}} &= \underline{f}(\underline{x}^* + \Delta\underline{x}, \underline{u}^* + \Delta\underline{u}) \\ &= \underline{f}(\underline{x}^*, \underline{u}^*) + \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{(\underline{x}^*, \underline{u}^*)} \cdot \Delta\underline{x} + \left[\frac{\partial f_i}{\partial u_j} \right]_{(\underline{x}^*, \underline{u}^*)} \cdot \Delta\underline{u} + R(\Delta\underline{x}^2, \Delta\underline{u}^2)\end{aligned}\quad (27)$$

Durch die Annahme über das Verhalten der nichtlinearen Restglieder folgt die Struktur des linearen Zustandraummodells aus Gleichung 28.

$$\begin{aligned}\Delta\dot{\underline{x}} &= \left[\frac{\partial f_i}{\partial x_j} \right]_{(\underline{x}^*, \underline{u}^*)} \cdot \Delta\underline{x} + \left[\frac{\partial f_i}{\partial u_j} \right]_{(\underline{x}^*, \underline{u}^*)} \cdot \Delta\underline{u} \\ \Delta\underline{y} &= \left[\frac{\partial h_i}{\partial x_j} \right]_{(\underline{x}^*, \underline{u}^*)} \cdot \Delta\underline{x} + \left[\frac{\partial h_i}{\partial u_j} \right]_{(\underline{x}^*, \underline{u}^*)} \cdot \Delta\underline{u}\end{aligned}\quad (28)$$

Allgemein gefasst, wird das lineare Zustandsraummodell folgendermaßen dargestellt:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= A \cdot \underline{x} + B \cdot \underline{u} \\ \underline{y} &= C \cdot \underline{x} + D \cdot \underline{u}\end{aligned}\quad (29)$$

4.2 Stabile und instabile Ruhelage

Um das linearisierte Zustandsraummodell zu erhalten, werden die einzelnen Gleichungen des nichtlinearen Zustandsraummodells aus Gleichung 26 nach den Zuständen x_1 bis x_4 , sowie dem Eingang F_a partiell abgeleitet und die entsprechende Ruhelage eingesetzt. Folgende

Ruhelagen werden betrachtet:

Hängendes Pendel:

$$\underline{x}_1^* = \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \\ x_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_i \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (30)$$

Stehendes Pendel:

$$\underline{x}_2^* = \begin{bmatrix} x_1^* \\ x_2^* \\ x_3^* \\ x_4^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

4.3 Zustandsraumdarstellung (linear)

Die linearisierten Zustandsraummodelle unter Berücksichtigung der Ruhelagen resultieren zu:

Hängendes Pendel:

$$\Delta \dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -26.6505 & -0.0248 & 0 & -5.8333 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.8502 & -7.916 \cdot 10^{-4} & 0 & -2.333 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.8333 \\ 0 \\ 0.3333 \end{bmatrix} \cdot F_a \quad (32)$$

$$\Delta \underline{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} + 0 \cdot F_a$$

Stehendes Pendel:

$$\Delta \dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 26.6505 & -0.0248 & 0 & 5.8333 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.8502 & 7.916 \cdot 10^{-4} & 0 & -2.333 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -0.8333 \\ 0 \\ 0.3333 \end{bmatrix} \cdot F_a \quad (33)$$

$$\Delta \underline{y} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \\ \Delta x_3 \\ \Delta x_4 \end{bmatrix} + 0 \cdot F_a$$

4.4 Überprüfung der Steuerbarkeit

Die Steuerbarkeit eines Systems ist gegeben, wenn unter Berücksichtigung der Eingangsgröße $\underline{u}(t)$ das System von einem Anfangszustand \underline{x}_0 in einen beliebigen Endzustand \underline{x}_e gebracht werden kann. Dies wird mathematisch mithilfe der Determinante der Steuerbarkeitsmatrix Q_s bestimmt. Zur Überprüfung der Steuerbarkeit reicht der Nachweis, dass die Determinante ungleich Null ist. Die Berechnung der Steuerbarkeitsmatrix erfolgt durch Gleichung 34 mit $n \in \mathbb{N}$, $A \in \mathbb{R}^{(n \times n)}$, $B \in \mathbb{R}^{(n \times 1)}$.

$$\underline{Q}_s = \begin{pmatrix} \underline{B} & \underline{A} \cdot \underline{B} & \dots & \underline{A}^{(n-1)} \cdot \underline{B} \end{pmatrix} \quad (34)$$

Zur Überprüfung werden die System- und Eingangsmatrix des linearisierten Modells um die instabile Ruhelage (stehendes Pendel) eingesetzt. Die Steuerbarkeitsmatrix Q_s ist quadratisch.

Steuerbarkeitsmatrix des Systems:

$$\underline{Q}_s = \begin{bmatrix} 0 & -0.8333 & 1.9651 & -26.7984 \\ -0.8333 & 1.9651 & -26.7984 & 67.7740 \\ 0 & 0.3333 & -0.7784 & 2.5264 \\ 0.3333 & -0.7784 & 2.5264 & -7.5869 \end{bmatrix} \quad (35)$$

Die Determinante folgt zu: 46,41, d.h. das System ist steuerbar.

5 Vergleich beider Systeme

Der Vergleich des Systemverhaltens des nichtlinearen (Abbildung 2) und des linearen Systems (Abbildung 3) wird in der stabilen Ruhelage durchgeführt, da hierzu keine Reglerstruktur benötigt wird. Für den direkten Vergleich wird zu jedem Zeitpunkt ein radialer Winkel von π (180°) zu dem Winkel φ des linearen Systems addiert. Als Testsignal wird ein Einheitssprung nach 0,5s mit der Amplitude Eins eingeprägt.

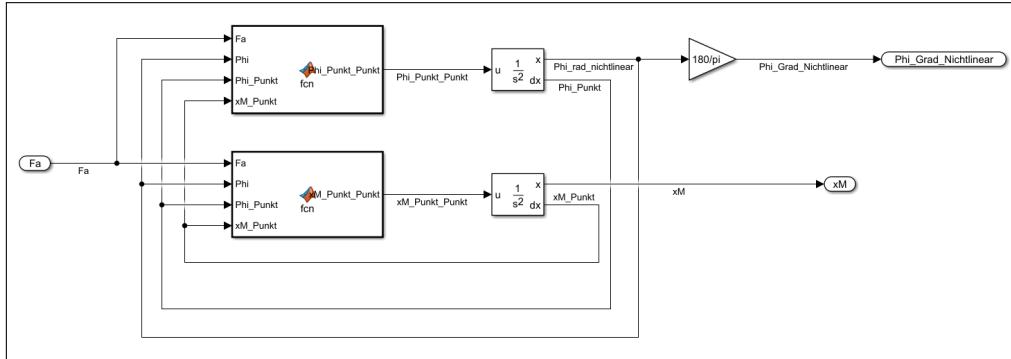


Abb. 2: Simulinkmodell des nichtlinearen Systems

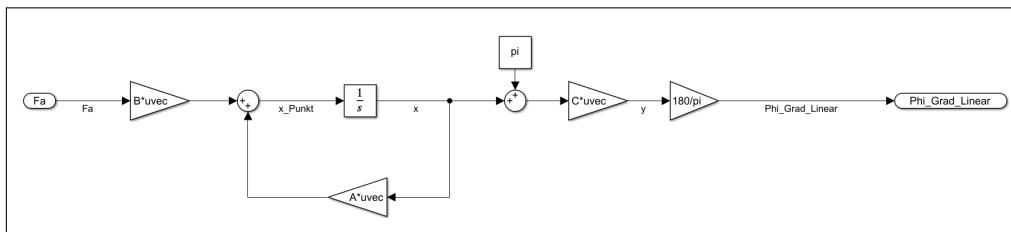


Abb. 3: Simulinkmodell des linearisierten Systems

Beim Vergleich der beiden Systemverhalten ist zu erkennen, dass diese für kleine Winkelabsenkungen nahezu identisch erscheinen (Abbildung 4 und Abbildung 5). Durch den sinusoidalen Signalverlauf wird weiter geschlussfolgert, dass eine positive Eingangskraft (Wagen fährt nach rechts) das Pendel in positive Winkelrichtung ausschlagen lässt. Da keine weiteren äußeren Kräfte auf das System eingeprägt werden, erfolgt mit steigender Zeit t durch die Reib- und Dämpfungsmomente das erneute Einpendeln in die stabile Ruhelage (hängendes Pendel).

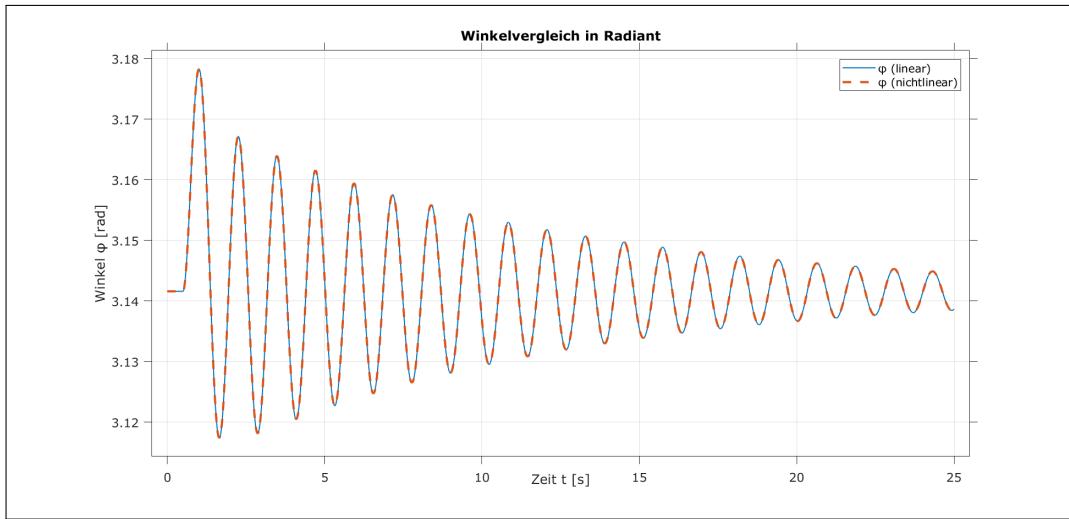


Abb. 4: Vergleich der beiden radialen Winkelverläufe

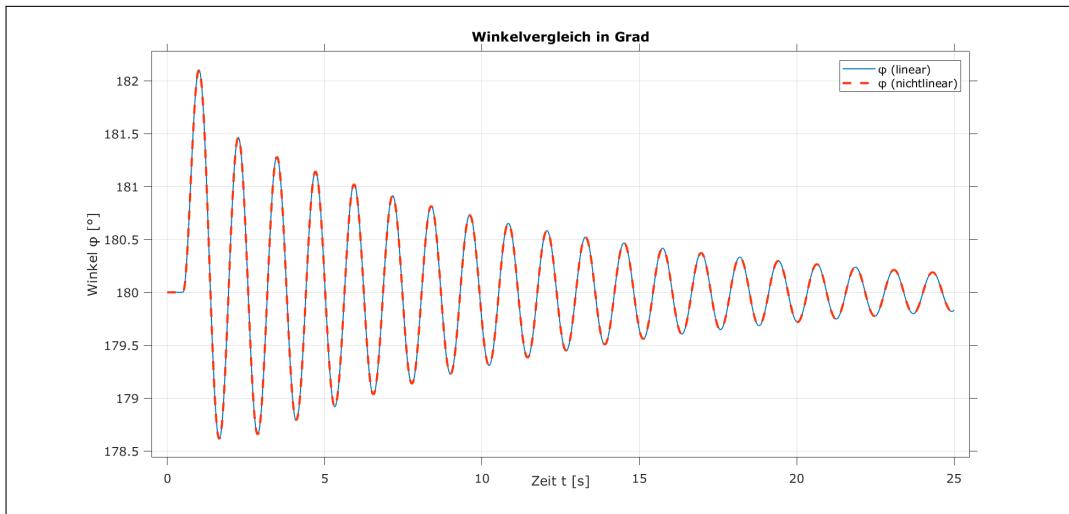


Abb. 5: Vergleich der beiden Winkelverläufe in Grad

Wird die Eingangskraft F_a , welche auf das System wirkt, signifikant vergrößert (Einheitssprung mit Amplitude 15), werden größere Winkelauslenkungen erreicht. Dies führt zur Verringerung der Zuverlässigkeit des linearisierten Systems und zu Abweichungen zwischen dem linearen und nichtlinearem Systemverhalten (Abbildung 6).

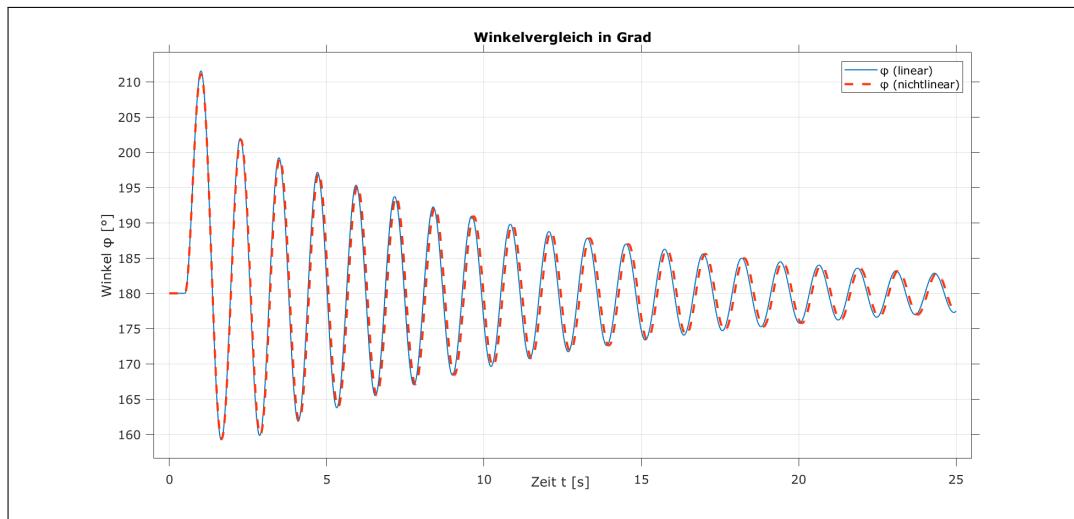


Abb. 6: Abweichungen im Systemverhalten für größere Winkelauslenkungen

6 Zustandsreglerentwurf

6.1 Einfache Zustandsrückführung

Die erste umgesetzte Regelstrategie ist die Anwendung der Ackermann-Formel zur Zustandsrückführung. Ziel ist es, das Pendel-System mit einem Anfangswinkel ungleich Null Grad erneut in die instabile Ruhelage zu bringen. Dafür werden mit Hilfe der Ackermann-Formel k-Faktoren berechnet, welche anschließend mit den Zuständen x_1 bis x_4 multipliziert und auf den Systemeingang zurückgeführt werden (Abbildung 7). Der Wagen wird dabei immer in den Ausgangszustand von x_M zurück geregelt.

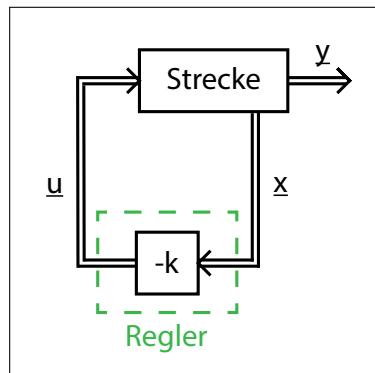


Abb. 7: Schematische Darstellung der Reglerstruktur der einfachen Zustandsrückführung

Im ersten Schritt wird der Nachweis der Steuerbarkeit des Systems benötigt. Dieser wurde bereits in Unterabschnitt 4.4 erbracht. Im zweiten Schritt erfolgt die Bestimmung der Eigenwerte der Systemmatrix A. Hierzu wird das charakteristische Polynom benötigt, welches mithilfe der Laplace-Transformation der Vektorzustandsdifferentialgleichungen \dot{x} und der anschließenden Umformung hergeleitet wird.

Laplace-Transformation und Umformung:

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}} &= \underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot \underline{u} \quad \circ \bullet \quad s \cdot \underline{X}(s) - \underline{x}_0 = \underline{A} \cdot \underline{X}(s) + \underline{B} \cdot \underline{U}(s) \\ \underline{X}(s) &= (s \cdot \underline{I} - \underline{A})^{-1} \cdot \underline{x}_0 + (s \cdot \underline{I} - \underline{A})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{U}(s)\end{aligned}$$

Das charakteristische Polynom folgt aus der Determinante von: $(s \cdot \underline{I} - \underline{A})$. Die Matrix \underline{I} stellt die Einheitsmatrix dar. Die Nullstellen des Polynoms gleichen den Eigenwerten der Systemmatrix A.

Charakteristische Polynom und Eigenwertdefinition:

$$\underline{P}(s) = \det(s \cdot \underline{I} - \underline{A})$$

$$\underline{P}(s_P) = 0 = \text{eig}(\underline{A})$$

Allg. Form:

$$\underline{P}(s) = s^n + \alpha_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + \alpha_1 \cdot s + \alpha_0$$

$$\underline{P}(s) = (s - s_{P1}) \cdot (s - s_{P2}) \cdot \dots \cdot (s - s_{Pn})$$

Die Berechnung der Eigenwerte der Systemmatrix erfolgt analog zu den vorangegangenen Betrachtungen.

Eigenwerte des Systems:

$$\text{eig}(\underline{A}) = \text{eig} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 26.6505 & -0.0248 & 0 & 5.8333 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.8502 & 7.916 \cdot 10^{-4} & 0 & -2.333 \end{bmatrix}$$

$$\text{eig}(\underline{A}) = \begin{bmatrix} 0 \\ 5.0852 \\ -5.3333 \\ -2.1100 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Die Eigenwerte müssen einen negativen Realteil aufweisen, andernfalls ist das System instabil. Die Polstellen des Reglers werden auf $s_P = -4 + 0j$ festgelegt. Die Lage aller Polstellen ist in Abbildung 8 visualisiert.

Reglerpolstellen:

$$\underline{s}_P = [-4 \quad -4 \quad -4 \quad -4] \quad (37)$$

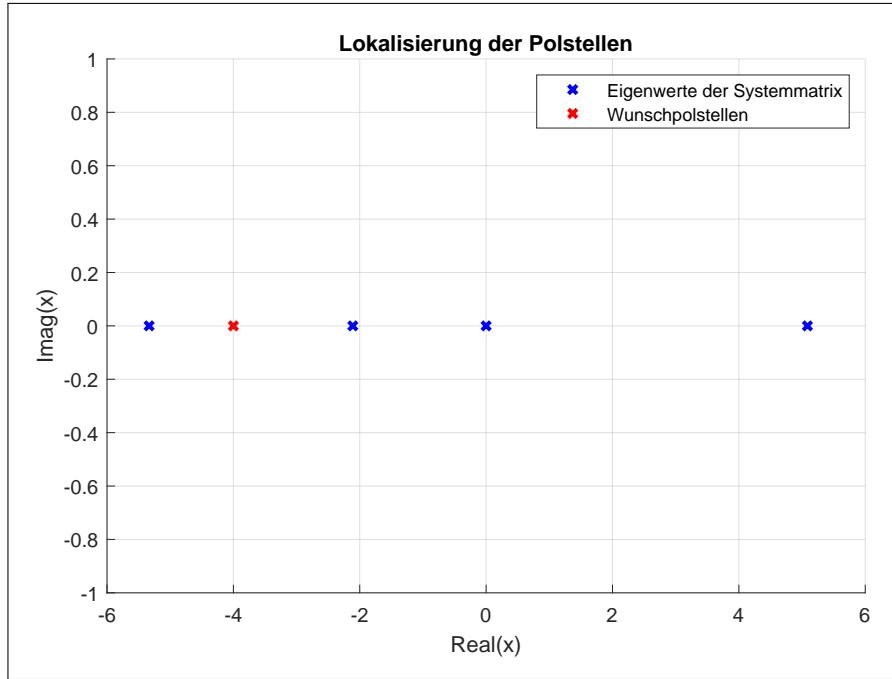


Abb. 8: Polstellenlagen des Systems mit einfachen Zustandsregler

Zur Bestimmung der Koeffizienten α_n bis α_0 des geregelten Systems, wird das charakteristische Polynom ausmultipliziert und die Wunschpolstellen eingesetzt.

Berechnung der Koeffizienten:

$$\begin{aligned} \underline{P}(s) &= (s - s_{P1}) \cdot (s - s_{P2}) \cdot (s - s_{P3}) \cdot (s - s_{P4}) \\ \underline{P}(s) &= s^4 - s^3 \cdot (s_{P1} + s_{P2} + s_{P3} + s_{P4}) \\ &\quad + s^2 \cdot (s_{P1} \cdot (s_{P2} + s_{P3} + s_{P4}) + s_{P2} \cdot (s_{P3} + s_{P4}) + s_{P3} \cdot s_{P4}) \\ &\quad - s \cdot (s_{P1} \cdot (s_{P2} \cdot s_{P3} + s_{P2} \cdot s_{P4} + s_{P3} \cdot s_{P4}) + s_{P2} \cdot s_{P3} \cdot s_{P4}) \\ &\quad + (s_{P1} \cdot s_{P2} \cdot s_{P3} \cdot s_{P4}) \end{aligned}$$

Das charakteristische Polynom und die Koeffizienten folgen zu:

$$\begin{aligned} \underline{P}(s) &= s^4 + 16 \cdot s^3 + 96 \cdot s^2 + 256 \cdot s + 256 \\ \underline{\alpha} &= [256 \ 256 \ 96 \ 16 \ 1] \end{aligned} \tag{38}$$

Zur Berechnung der Verstärkungsfaktoren des Reglers wird die letzte Zeile t_n^T der inversen

Steuerbarkeitsmatrix Q_s^{-1} benötigt.

Inverse Steuerbarkeitsmatrix Q_s^{-1} :

$$\underline{Q}_s^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -0.8333 & 1.9651 & -26.7984 \\ -0.8333 & 1.9651 & -26.7984 & 67.7740 \\ 0 & 0.3333 & -0.7784 & 2.5264 \\ 0.3333 & -0.7784 & 2.5264 & -7.5869 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\underline{Q}_s^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -0.1040 & 7 & 3.26 \\ -0.1092 & -0.1142 & 3.2665 & 0.2854 \\ -0.1165 & -0.0488 & 0.2885 & 0.1221 \\ -0.0489 & 0 & 0.1223 & -0.0001 \end{bmatrix}$$

Letzte Zeile der inversen Matrix:

$$\underline{t}_4^T = [-0.0489 \ 0 \ -0.1223 \ -0.0001] \quad (39)$$

Die finale Berechnung erfolgt auf Grundlage der Gleichung 40. Durch das Einsetzen der letzten Zeile der inversen Steuerbarkeitsmatrix (Gleichung 39), der Faktoren aus Gleichung 38 und der Systemmatrix A folgt für die Verstärkungsfaktoren $\underline{k}_{\text{Acker}}^T$ der Zustandsrückführung:

$$\underline{k}^T = \underline{t}_n^T \cdot (\alpha_0 \cdot \underline{I} + \alpha_1 \cdot \underline{A} + \dots + \alpha_{n-1} \cdot \underline{A}^{n-1} + \underline{A}^n) \quad (40)$$

$$\underline{k}_{\text{Acker}}^T = [-159.9929 \ -31.7079 \ -31.3150 \ -38.3441] \quad (41)$$

6.2 Vorsteuerung

Mithilfe des Vorfilters können andere Referenzpositionen des Wagens angesteuert werden, d.h. der Wagen fährt während des Pendelschwingens eine Endlage abweichend zum Ursprung an. Die Endlage wird mittels Referenzwert auf den Systemeingang gegeben. Dieser wird anschließend mit dem Vorfilter \underline{F} multipliziert. Weiterhin erfolgt die Verrechnung mit den Faktoren \underline{k} (Abbildung 9), welche analog zum Unterabschnitt 6.1 berechnet werden.

Eingangsgleichung des Systems:

$$\underline{u}(t) = -\underline{k} \cdot \underline{x}(t) + \underline{F} \cdot \underline{y}_{ref}(t) \quad (42)$$

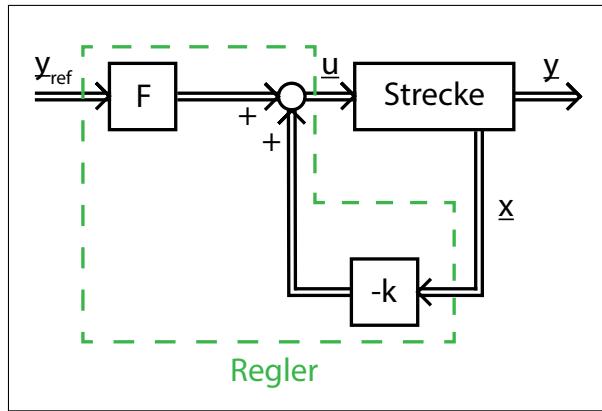


Abb. 9: Schematische Darstellung der Reglerstruktur des Reglers mit Vorsteuerung

Zur Ermittlung der Matrix \underline{F} des Vorfilters werden zuerst die im Zeitbereich geltenden Kriterien aufgestellt. Der Ausgang des Systems $\underline{y}(t)$ muss nach unendlicher Zeit t in den Referenzwert \underline{y}_{ref} laufen. Der Referenzwert wird als konstant angenommen.

Kriterien im Zeitbereich:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \underline{y}(t) = \underline{y}_{ref} = \underline{y}_{0ref} = const. \quad (43)$$

$$\underline{y}_{ref}(t) = \begin{cases} \underline{y}_{0ref} & t \geq 0 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (44)$$

Da die Berechnungen im Zeitbereich aufwendig sind, werden weitere Betrachtungen im Laplace-Bereich vorgenommen. Vorteil der Transformation ist das Rechnen mit algebraischen Gleichungen. Zur Überführung des Ansatzes aus Gleichung 43 wird der Grenzwertsatz der Laplace-Transformation angewandt. Das Referenzzeitsignal $\underline{y}_{ref}(t)$ aus Gleichung 44 wird ebenfalls überführt.

Grenzwertsatz der Laplace-Transformation und Überführung des Referenzzeitsignals:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \underline{y}(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \underline{Y}(s) = \underline{y}_{ref} = \underline{y}_{0ref} \quad (45)$$

$$\underline{Y}_{ref}(s) = \frac{1}{s} \cdot \underline{y}_{0ref} \quad (46)$$

Für weitere Betrachtungen wird das Zustandsraummodell der Strecke in den Laplace-Bereich transformiert.

Laplace-Transformation der Strecke:

$$\underline{x}(t) = \underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot \underline{u}(t) \quad \circ\bullet \quad s \cdot \underline{X}(s) = \underline{A} \cdot \underline{X}(s) + \underline{B} \cdot \underline{U}(s) \quad (47)$$

$$\underline{y}(t) = \underline{C} \cdot \underline{x}(t) \quad \circ\bullet \quad \underline{Y}(s) = \underline{C} \cdot \underline{X}(s) \quad (48)$$

Die Gleichung 47 wird nach $\underline{X}(s)$ umgestellt und entsprechend in die Laplace-transformierte Ausgangsgleichung $\underline{Y}(s)$ eingesetzt. Aus der Umstellung geht hervor, dass das System durch eine Multiplikation aus einer Übertragungsfunktion $\underline{G}(s)$ und dem Eingangssignal $\underline{U}(s)$ gebildet werden kann.

Umformungen:

$$\underline{B} \cdot \underline{U}(s) = (s \cdot \underline{I} - \underline{A}) \cdot \underline{X}(s) \quad (49)$$

$$\underline{X}(s) = (s \cdot \underline{I} - \underline{A})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{U}(s)$$

$$\underline{Y}(s) = \underline{C} \cdot (s \cdot \underline{I} - \underline{A})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{U}(s) \quad (50)$$

$$\underline{G}(s) = \underline{C} \cdot (s \cdot \underline{I} - \underline{A})^{-1} \cdot \underline{B}$$

Die Eingangsgleichung des Systems (Gleichung 42) wird transformiert und anschließend in Gleichung 49 eingesetzt.

Laplace-Transformation der Eingangsgleichung:

$$\underline{U}(s) = -\underline{k} \cdot \underline{X}(s) + \underline{F} \cdot \underline{Y}_{\text{ref}}(s)$$

Einsetzen und Umformung nach $\underline{X}(s)$:

$$\begin{aligned} \underline{B} \cdot (\underline{F} \cdot \underline{Y}_{\text{ref}}(s) - \underline{k} \cdot \underline{X}(s)) &= (s \cdot \underline{I} - \underline{A}) \cdot \underline{X}(s) \\ \underline{B} \cdot \underline{F} \cdot \underline{Y}_{\text{ref}}(s) &= (s \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k}) \cdot \underline{X}(s) \\ \underline{X}(s) &= (s \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{F} \cdot \underline{Y}_{\text{ref}}(s) \end{aligned} \quad (51)$$

Die Gleichung 51 wird in Gleichung 48 eingesetzt, um die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises zu erhalten.

Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises:

$$\underline{Y}(s) = \underline{C} \cdot (s \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{F} \cdot \underline{Y}_{\text{ref}}(s) \quad (52)$$

Aus der vorangegangenen Betrachtung ist nur die Matrix \underline{F} des Vorfilters unbekannt. Um dasjenige \underline{F} zu ermitteln, welches die stationäre Exaktheit erfüllt, wird der Grenzwertsatz aus Gleichung 45 angesetzt und die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises (Gleichung 52) eingesetzt.

Stationäre Exaktheit:

$$\begin{aligned} \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot \underline{Y}(s) &= \underline{y}_{0ref} \\ \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot (\underline{C} \cdot (s \cdot \underline{I} - \underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{F} \cdot \frac{1}{s} \cdot \underline{y}_{0ref}) &= \underline{y}_{0ref} \end{aligned} \quad (53)$$

Nach dem Vereinfachen der Gleichung 53 geht hervor, dass der Term $\underline{C} \cdot (-\underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{F}$ der Einheitsmatrix \underline{I} gleichen muss (Gleichung 54). Anderfalls ist die Gleichung nicht erfüllbar. Durch die Kenntnis kann die Matrix \underline{F} des Vorfilters bestimmt werden (Gleichung 55).

Umstellung nach \underline{F} :

$$\underline{C} \cdot (-\underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k})^{-1} \cdot \underline{B} \cdot \underline{F} = \underline{I} \quad (54)$$

$$\underline{F} = (\underline{C} \cdot (-\underline{A} + \underline{B} \cdot \underline{k})^{-1} \cdot \underline{B})^{-1} \quad (55)$$

Die Anwendbarkeit des Reglertes ist eingeschränkt, da nur quadratische Matrizen invertierbar sind. Die Dimensionen der einzelnen Matrizen lauten wie folgt:

- $\underline{A} \in \mathbb{R}^{(nxn)}$
- $\underline{B} \in \mathbb{R}^{(nxm)}$
- $\underline{C} \in \mathbb{R}^{(pxn)}$
- $\underline{k} \in \mathbb{R}^{(mxn)}$

Die Matrix \underline{F} ist quadratisch, sobald $p = m$ gilt, d.h. die Anzahl der Systemeingänge muss gleich der Anzahl der Systemausgänge sein.

Die Polstellen der Reglerstruktur werden folgendermaßen festgelegt.

Reglerpolstellen:

$$\underline{s}_P = [-4.5 \quad -4.5 \quad -4.5 \quad -4.5] \quad (56)$$

Die Polstellenlagen sind in Abbildung 10 dargestellt.

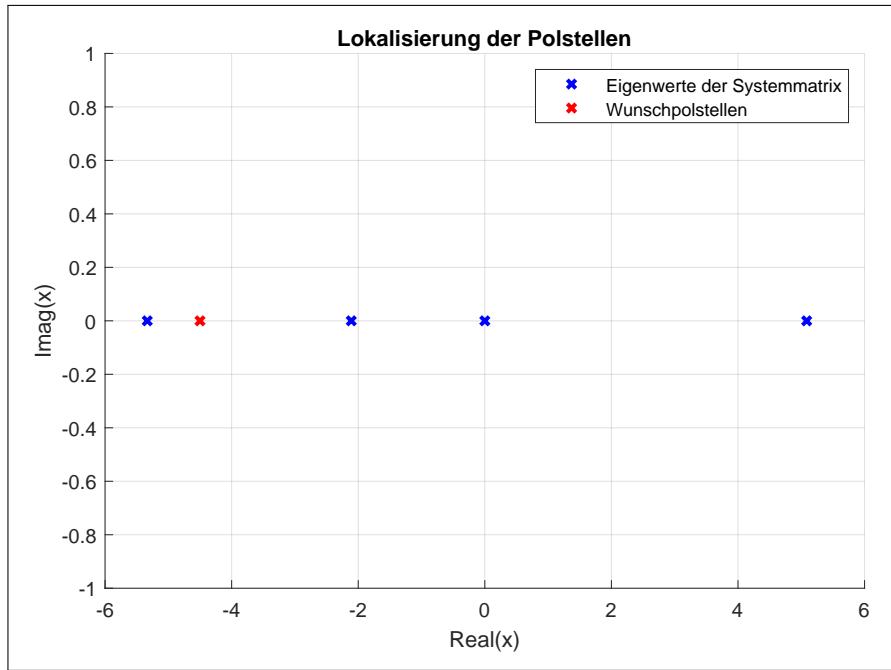


Abb. 10: Polstellenlagen des Systems mit Referenzwert-Vorsteuerung

Die Faktoren der Zustandsrückführung folgen zu:

$$\underline{k}_{Vor}^T = [-198.2525 \quad -39.4238 \quad -50.1606 \quad -51.6339] \quad (57)$$

Wird das linearisierte Zustandsraummodell (Gleichung 33) und die Faktoren \underline{k} aus Gleichung 57 in das Reglergesetz eingesetzt, resultiert der Faktor F zu:

$$F = -50.1606 \quad (58)$$

Der Faktor F ist ein skalarer Wert, da ein SISO-System vorliegt. Die Ausgangsmatrix \underline{C} wurde entsprechend editiert, sodass die Wagenposition x_M als Systemausgang gemessen wird: $\underline{C} = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0]$.

6.3 I-Regelung

Bei der Regelung mit Referenzwert-Vorsteuerung entsteht ein Regelfehler, welcher zu einem ungenauen Ergebnis führt. Der Regelfehler folgt aus der Differenz des Referenzwertes am

Systemeingang ($\underline{y}_{\text{ref}}$) und dem zugehörigen Endwert am Systemausgang (\underline{y}). Um den Regelfehler zu minimieren, wird dieser entsprechend aufintegriert. Die Folge ist ein größerer Stellgrößenaufwand. Das Reglergesetz und die entsprechende Systemstruktur sind in Gleichung 59 und Abbildung 11 dargestellt mit den Faktoren k_I (I-Verstärkungskoeffizient) und k_x (Zustandsrückführungskoeffizient).

Reglergesetz:

$$\underline{u} = k_I \cdot \int_0^t (\underline{y}_{\text{ref}} - \underline{y}) d\tau - k_x \cdot \underline{x} \quad (59)$$

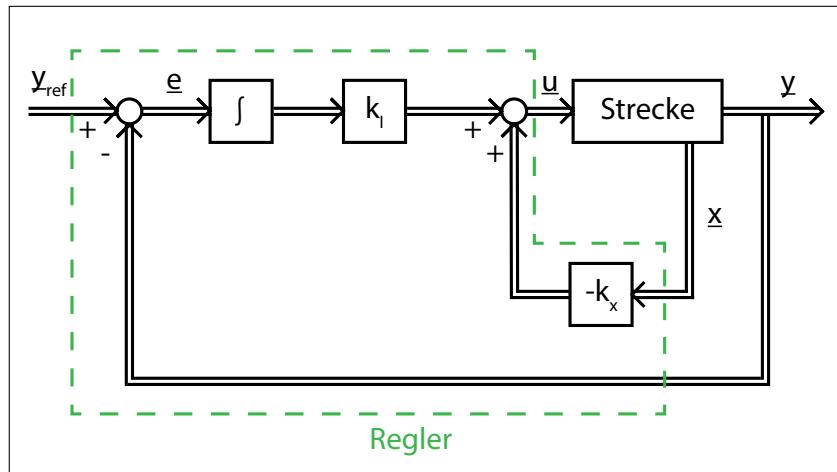


Abb. 11: Schematische Darstellung der Reglerstruktur mit I-Regelung

Mit der Definition (Gleichung 60) wird das Reglergesetz verändert aufgeschrieben.

Definition:

$$\underline{x}_I := \int_0^t (\underline{y}_{\text{ref}} - \underline{y}) d\tau \quad (60)$$

Einsetzen und Umformen:

$$\begin{aligned} \underline{u} &= k_I \cdot \underline{x}_I - k_x \cdot \underline{x} \\ \underline{u} &= -k_x \cdot \underline{x} + k_I \cdot \underline{x}_I \\ \underline{u} &= - \begin{bmatrix} k_x & -k_I \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{x}_I \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (61)$$

$$\underline{k} = \begin{bmatrix} k_x & -k_I \end{bmatrix} \quad (62)$$

Um das erweiterte Zustandsraummodell aufzustellen zu können, wird der Zustandsänderungsvektor $\dot{\underline{x}}$ definiert.

Zustandsänderungsvektor:

$$\begin{aligned}\tilde{\underline{x}} &= \begin{bmatrix} \underline{x} \\ \underline{x}_I \end{bmatrix} \\ \dot{\tilde{\underline{x}}} &= \begin{bmatrix} \dot{\underline{x}} \\ \dot{\underline{x}}_I \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (63)$$

Die benötigten Vektoren folgen zu:

$$\dot{\underline{x}} = \underline{A} \cdot \underline{x} + \underline{B} \cdot \underline{u} \quad (64)$$

$$\begin{aligned}\dot{\underline{x}}_I &= \frac{d}{dx} \cdot \int_0^t (\underline{y}_{\text{ref}} - \underline{y}) d\tau = \underline{y}_{\text{ref}} - \underline{y} \\ \dot{\underline{x}}_I &= \underline{y}_{\text{ref}} - \underline{C} \cdot \underline{x}\end{aligned}\quad (65)$$

Auf Grundlage der Gleichung 63 bis Gleichung 65 folgt das erweiterte Zustandsraummodell zu:

Erweitertes Zustandsraummodell:

$$\dot{\tilde{\underline{x}}} = \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{0} \\ -\underline{C} & \underline{0} \end{bmatrix} \cdot \tilde{\underline{x}} + \begin{bmatrix} \underline{B} \\ \underline{0} \end{bmatrix} \cdot \underline{u} + \begin{bmatrix} \underline{0} \\ \underline{I} \end{bmatrix} \cdot \underline{y}_{\text{ref}} \quad (66)$$

mit:

$$\begin{aligned}\underline{\tilde{A}} &= \begin{bmatrix} \underline{A} & \underline{0} \\ -\underline{C} & \underline{0} \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{\tilde{A}} \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (n+p)} \\ \underline{\tilde{B}} &= \begin{bmatrix} \underline{B} \\ \underline{0} \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{\tilde{B}} \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (m)} \\ \underline{\tilde{B}}_y &= \begin{bmatrix} \underline{0} \\ \underline{I} \end{bmatrix} \quad ; \quad \underline{\tilde{B}}_y \in \mathbb{R}^{(n+p) \times (p)}\end{aligned}$$

Mithilfe der Matrizen $\underline{\tilde{A}}$ und $\underline{\tilde{B}}$ werden die Verstärkungskoeffizienten (k_x und k_I) analog zu Unterabschnitt 6.1 berechnet. Die Polstellen des Reglers werden entsprechend festgelegt (Gleichung 67).

$$\underline{s}_P = [-3.2 \ -3.2 \ -3.2 \ -3.2 \ -3.2] \quad (67)$$

Die Länge des Vektors folgt auf Grundlage der Größe der Matrix \tilde{A} . Die Lage der Polstellen ist in Abbildung 12 dargestellt.

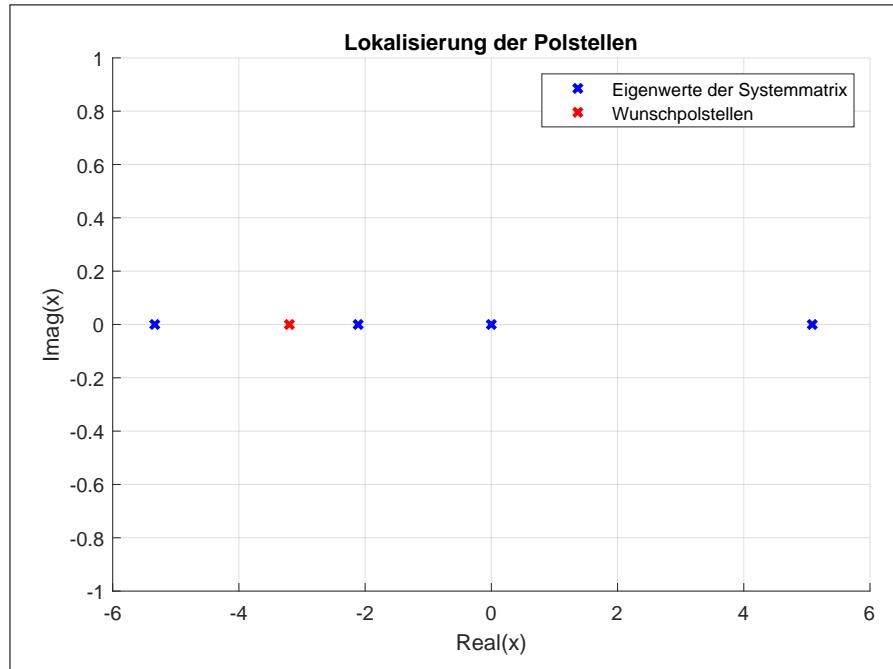


Abb. 12: Polstellenlagen des Systems mit I-Regelung

Die \tilde{k} -Matrix resultiert zu:

$$\tilde{k} = \begin{bmatrix} -180.9111 & -35.8968 & -64.1713 & -48.8165 & 41.0452 \end{bmatrix} \quad (68)$$

Gemäß Gleichung 62 folgen die Verstärkungskoeffizienten wie nachfolgend gezeigt:

Zustandsrückführungskoeffizienten:

$$k_x = \begin{bmatrix} -180.9111 & -35.8968 & -64.1713 & -48.8165 \end{bmatrix} \quad (69)$$

I-Verstärkungskoeffizienten:

$$k_I = [-41.0452] \quad (70)$$

7 Reglervalidierung

Ziel der Reglervalidierung ist das Bestätigen des Regelverhaltens der modellierten drei Regler aus dem Abschnitt 6. Dies wird mit Hilfe des Matlab Tools *Simulink* durchgeführt. Die zuvor in Matlab Berechneten Matrizen (siehe z. B. Gleichung 41) werden an das Simulink-Modell übergeben und dort genutzt. Die Simulationsergebnisse sollen anschließend auf ihre Plausibilität geprüft werden. Dazu werden zum einen die Eingangsparameter (Anfangsauslenkung und Referenzposition) variiert und zum anderen wird der jeweilige Regler am linearen als auch am nicht-linearen Modell getestet.

7.1 Validierung des linearen Modells

Zunächst findet die Validierung der Regler am linearen Zustandsraummodell der Strecke statt. Die Simulink Implementierung der linearen Regelstrecke ist in Abbildung 3 dargestellt.

7.1.1 Zustandsregler mit Ackermann-Formel

Der erste Regler ist erneut der Zustandsregler mit Ackermann-Formel. Dessen Implementierung in Simulink kann in Abbildung 13 nachvollzogen werden. Als Simulationsergebnisse sollen zum einen der Winkel des Pendels φ , die Wagenposition x_M und die benötigte Eingangskraft u bzw. F_a in Diagrammform dargestellt werden.

Um das Verhalten des Reglers zu testen wird die Simulation für verschiedene Anfangsauslenkungen des Pendels simuliert. Es soll untersucht werden, für welche Polstellen des Reglers welche Anfangsauslenkungen maximal eingeprägt werden dürfen, dass die Grenzen der Anlage nicht überschritten werden. Ziel ist es zu bestätigen, welche Störung des Pendels (Abweichung des Winkels von der oberen Ruhelage) maximal auf dieses einwirken darf, so dass weder die maximale Eingangskraft von 80 N noch die maximale Wagenposition von ± 1 m überschritten wird. Dabei gilt es die Polstellen möglichst nicht zu weit nach links auf der Real-Achse zu schieben, da dies den Regler verlangsamen würde.

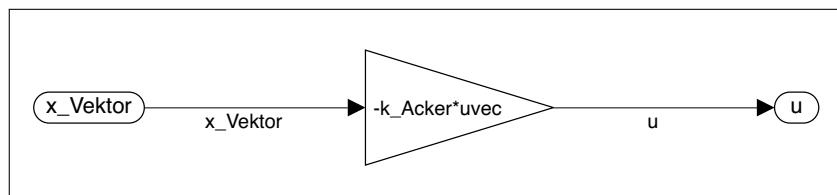


Abb. 13: Simulink Regler-Blockschaltbild für den Zustandsregler mit Ackermann-Formel (lineares Zustandsraummodell)

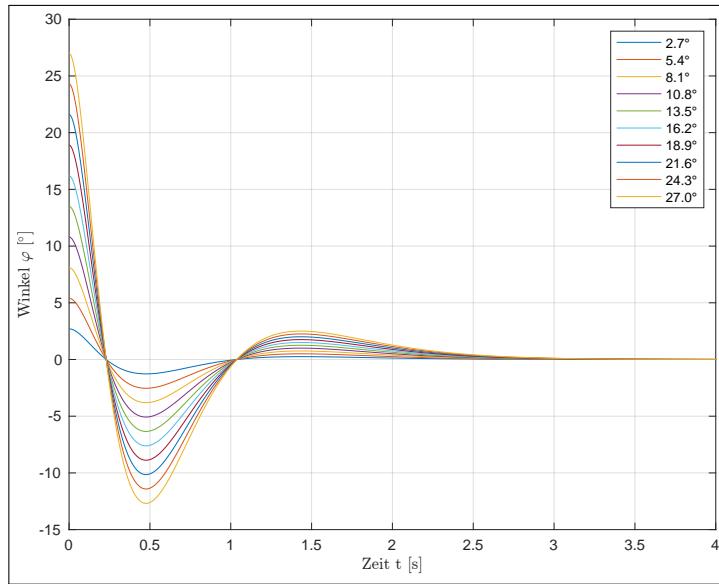


Abb. 14: φ für verschiedene Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Ackermann-Formel für das lineare Zustandsraummodell

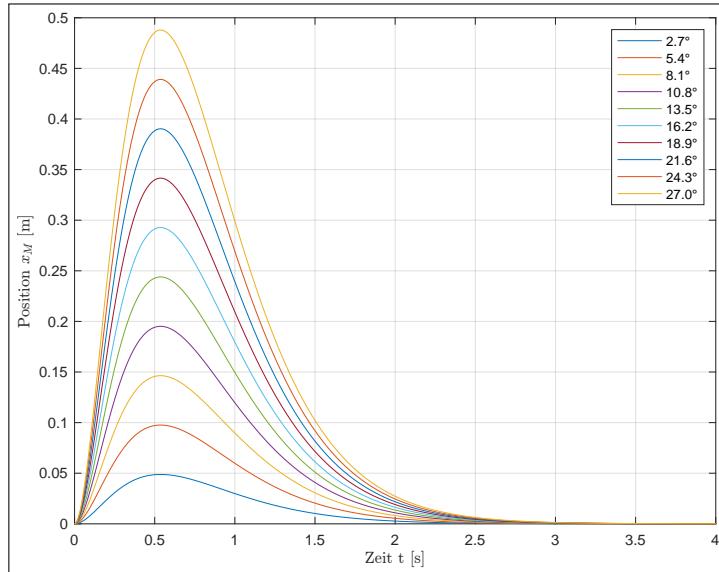


Abb. 15: x_M für verschiedene Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Ackermann-Formel für das lineare Zustandsraummodell

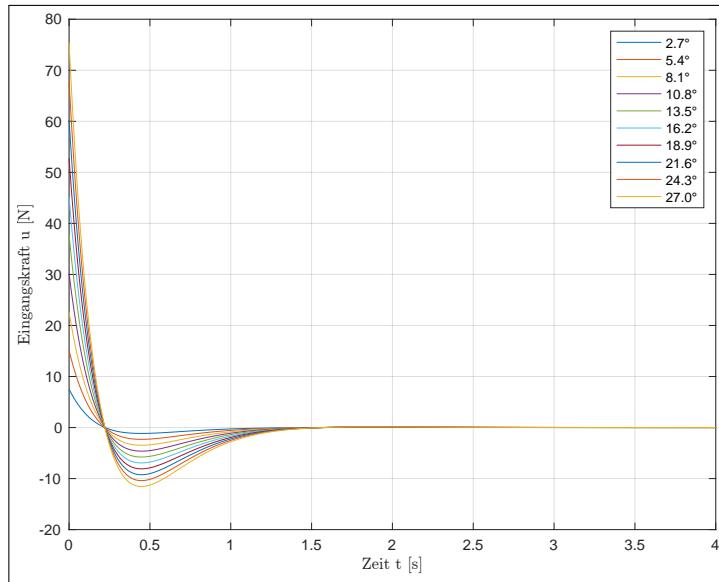


Abb. 16: u für verschiedene Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Ackermann-Formel für das lineare Zustandsraummodell

Die für die oben gezeigten Diagramme gewählten Reglerpolstellen sind in Gleichung 37 gezeigt.

Abbildung 14 bestätigt, dass der Regler wie definiert eine Anfangsauslenkung zu 0° (obere Ruhelage) ausregeln kann. Dabei ist zu erkennen, dass der Winkel φ des Pendels erst leicht überschwingt, bevor er abschließend ausgeregelt wird. Der gesamte Vorgang dauert ca. 3 s.

Das Verhalten des Wagens ist gezeigt in Abbildung 15. Zu erkennen ist, dass bei einer positiven Anfangsauslenkung eine Bewegung des Wagens nach rechts stattfindet. Die Wagenposition x_M nimmt dementsprechend positive Werte an. Es handelt sich dabei um das zu erwartende Verhalten. Weiterhin bestätigt die Abbildung, dass selbst für einen Auslenkungswinkel von 27° die maximale Wagenposition nicht überschritten wird. Von möglichen 100 cm werden lediglich knapp unter 50 cm benötigt. Da der Regler mit Ackermann-Formel keine Referenzpositionen für den Wagen entgegennehmen kann, ist die Position dieses am Ende wieder der Nullpunkt.

Das dritte Diagramm (Abbildung 16) zeigt die benötigte Kraft des Motors am Schlitzen, um den Wagen in entsprechender Zeit an die zuvor gezeigte Position zu bewegen. Zu erkennen ist, dass für einen Winkel von 27° der Motor maximal belastet wird. Es werden ca. 80 N benötigt. Für kleinere Auslenkungen ist weniger Kraft nötig, da auch die Position des

Wagens weniger signifikant vom Ausgangspunkt abweicht. Es fällt auf, dass die Initialkraft am größten ist. Dies ist zu erklären über die Beschleunigung des Wagens. Beim Abbremsen kommt es auch hier zu einem Überschwingen, welches durch die negative Beschleunigung zu erwarten ist. Zuletzt ist festzuhalten, dass bereits nach rund 1,5 s der Motor keine Kraft mehr liefern muss. Somit ist die Eingangskraft bereits nach ca. der Hälfte der Ausregelzeit wieder bei 0 Newton angelangt.

Zusammenfassend kann bestätigt werden, dass sich der Regler erwartungsgemäß verhält und die Grenzen der Anlage bezüglich maximaler Position und Kraft nicht überschritten werden.

7.1.2 Zustandsregler mit Vorsteuerung

Nachfolgend soll der Regler mit Vorsteuerung validiert werden. Dessen Simulink-Struktur ist in Abbildung 17 aufgezeigt. Im Unterschied zu Unterunterabschnitt 7.1.1 kann bei diesem Regler eine Referenzposition für den Wagen vorgegeben werden.

In Diagrammform werden erneut der Winkel des Pendels φ , die Wagenposition x_M und die benötigte Eingangskraft u bzw. F_a dargestellt. Zusätzlich wird die Validierung für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} vorgenommen.

Ziel ist auch hier das Bestätigen des Einhaltens der Grenzen der Anlage für die gewählten Polstellen bei untersuchten Anfangsauslenkungen und Referenzpositionen.

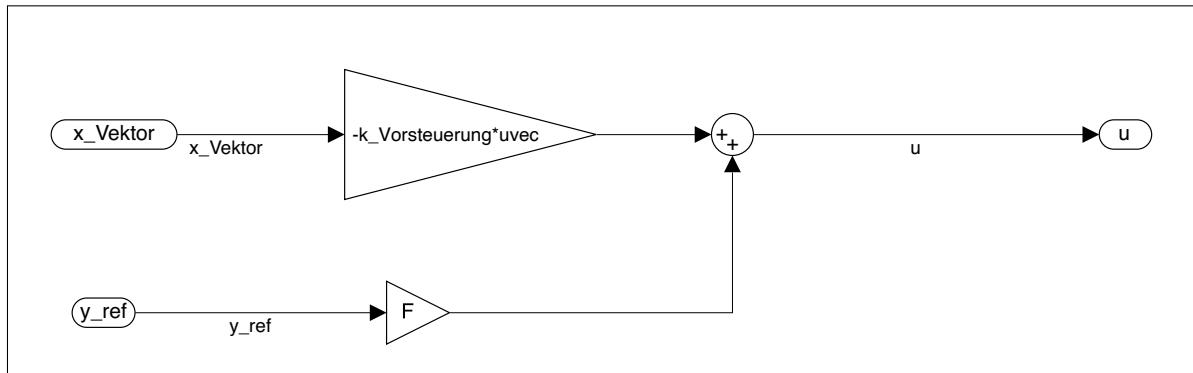


Abb. 17: Simulink Regler-Blockschaltbild für den Zustandsregler mit Vorsteuerung (lineares Zustandsraummodell)

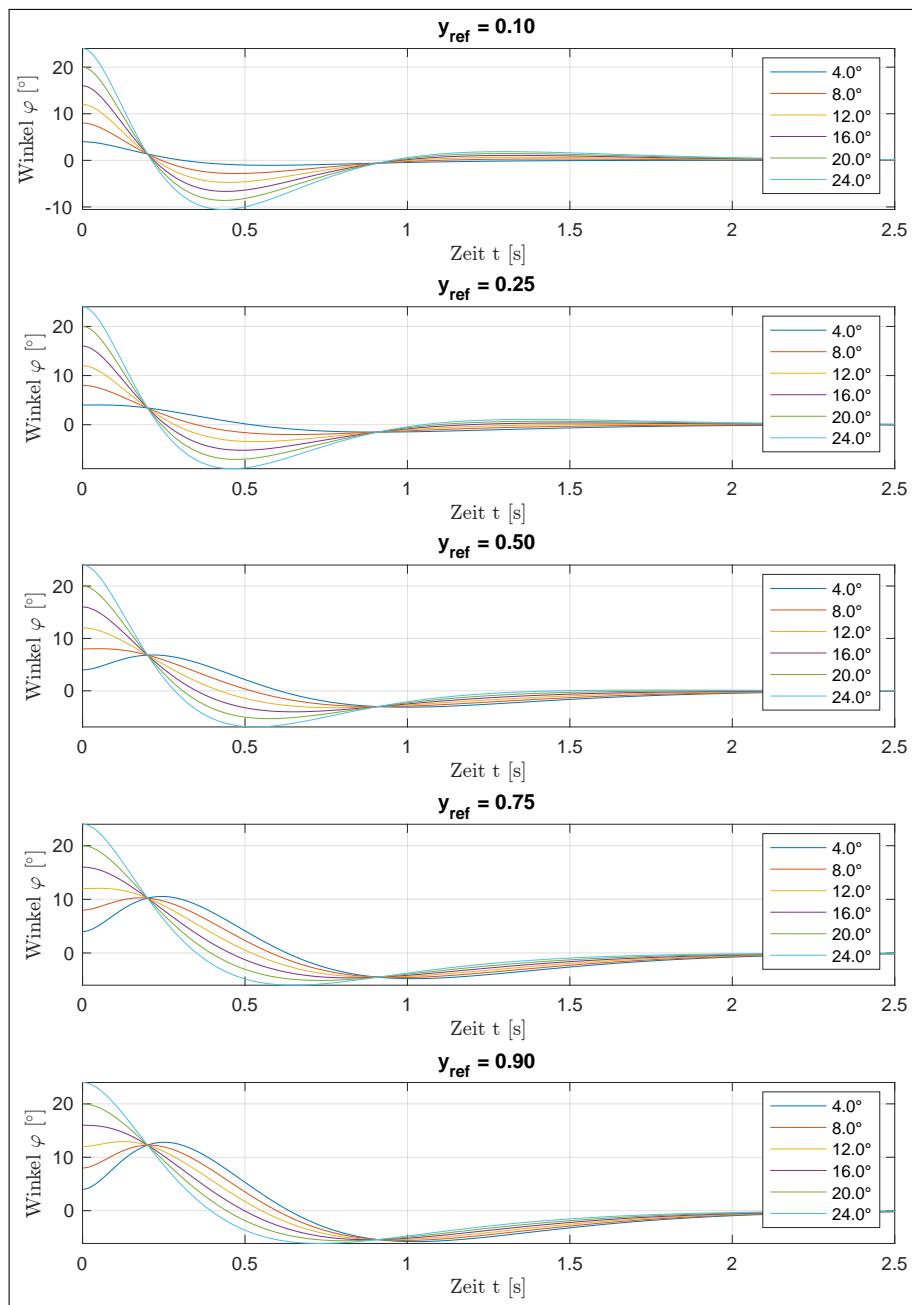


Abb. 18: φ für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Vorsteuerung für das lineare Zustandsraummodell

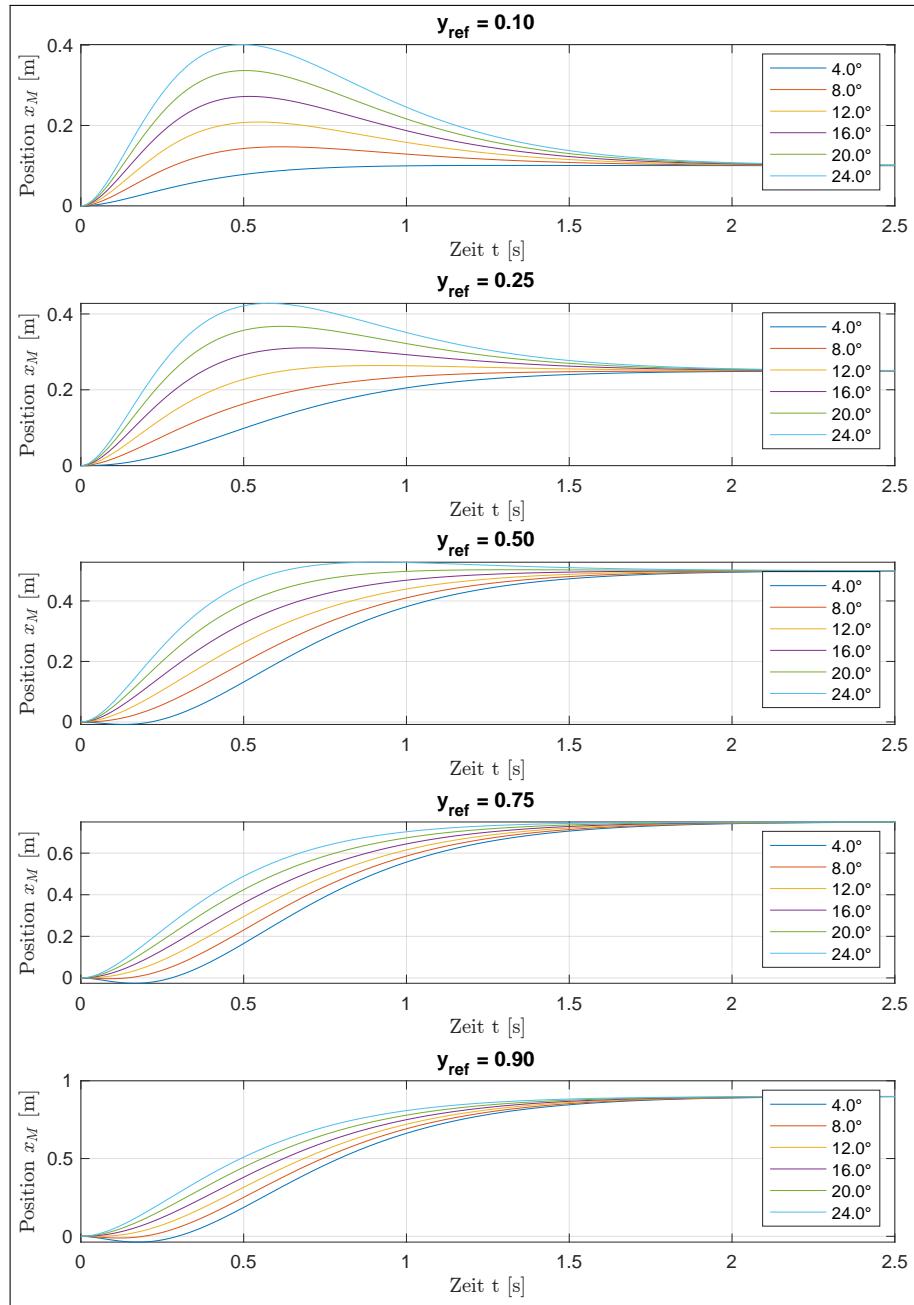


Abb. 19: x_M für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Vorsteuerung für das lineare Zustandsraummodell

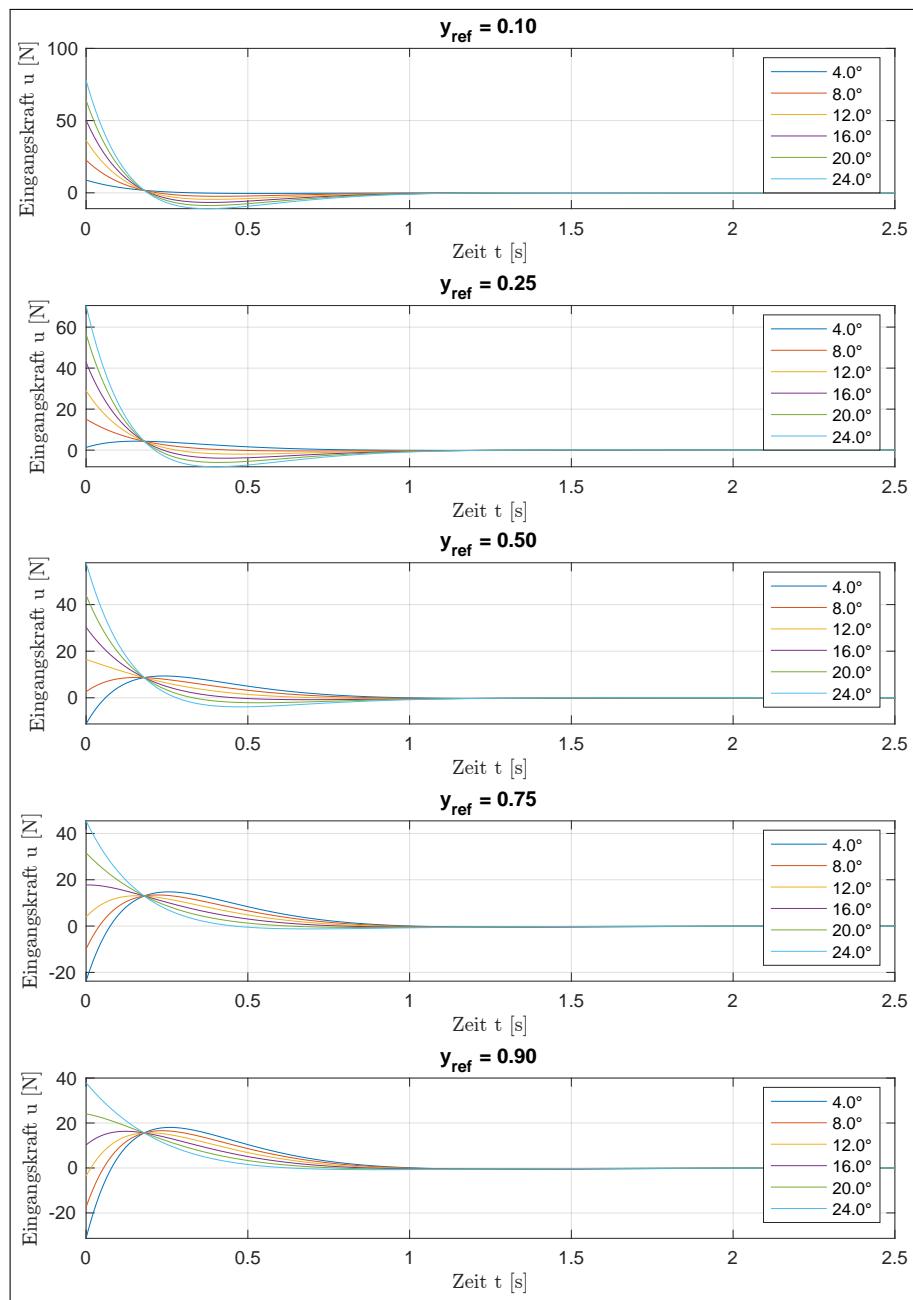


Abb. 20: u für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Vorsteuerung für das lineare Zustandsraummodell

Die für die oben gezeigten Diagramme gewählten Reglerpolstellen sind in Gleichung 56 gezeigt.

Abbildung 18 bestätigt analog zum Regler mit einfacher Zustandsrückführung (Ackermann-Formel), dass der Regler mit Vorsteuerung wie definiert eine Anfangsauslenkung zu 0° (obere Ruhelage) ausregeln kann. Der Winkel ist nach ca. 2,5 s wieder in der Ruhelage angelangt.

Das Verhalten des Wagens ist gezeigt in Abbildung 19. Zu erkennen ist, dass je nach vorgegebenem Referenzwert die jeweilige Referenzposition am Ende des Regelvorgangs erreicht wird. Weiterhin bestätigt die Abbildung, dass selbst für einen Auslenkungswinkel von 24° und eine Referenzposition von 0,9 m die maximale Wagenposition nicht überschritten wird.

Das dritte Diagramm (Abbildung 20) zeigt die benötigte Kraft des Motors am Schlitzen, um den Wagen in entsprechender Zeit an die zuvor gezeigte Position zu bewegen. Zu erkennen ist, dass für größere Referenzpositionen bei großen Winkeln eine kleinere Eingangskraft benötigt wird. Dafür steigt jedoch bei kleinen Anfangsauslenkungen und großen Referenzwerten die benötigte Eingangskraft. In diesem Fall jedoch mit einem negativen Vorzeichen. Beschriebenen Verhalten entspricht den Erwartungen. Zuletzt ist festzuhalten, dass bereits nach rund 1,25 s der Motor keine Kraft mehr liefern muss.

Zusammenfassend kann bestätigt werden, dass sich der Regler erwartungsgemäß verhält und die Grenzen der Anlage bezüglich maximaler Position und Kraft nicht überschritten werden.

7.1.3 Zustandsregler mit I-Regelung

Der dritte untersuchte Regler ist der Zustandsregler mit I-Regelung. Die Simulink-Struktur des Reglers ist in Abbildung 21 gezeigt. Wie schon in Unterunterabschnitt 7.1.2 können Referenzpositionen vorgegeben werden. Im Unterschied zur Vorsteuerung soll jedoch durch das Aufintegrieren des Regelfehlers die Möglichkeit bestehen die Polstellen weiter nach Rechts zu schieben und somit den Regler zu beschleunigen. Dies gilt zu zeigen.

In Diagrammform werden erneut der Winkel des Pendels φ , die Wagenposition x_M und die benötigte Eingangskraft u bzw. F_a dargestellt. Zusätzlich wird die Validierung für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} vorgenommen.

Ziel ist auch hier das Bestätigen des Einhaltens der Grenzen der Anlage für die gewählten Polstellen bei untersuchten Anfangsauslenkungen und Referenzpositionen.

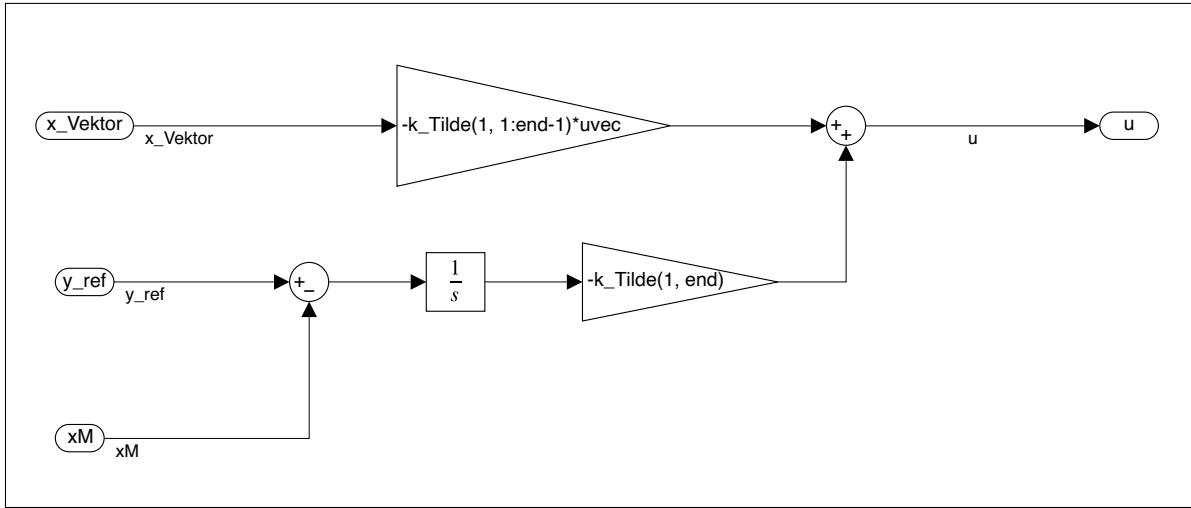


Abb. 21: Simulink Regler-Blockschaltbild für den Zustandsregler mit I-Regelung (lineares Zustandsraummodell)

Die für die nachfolgend gezeigten Diagramme gewählten Reglerpolstellen sind in Gleichung 67 gezeigt.

Abbildung 22 bestätigt analog zu den vorangegangenen Reglern, dass der I-Regler wie definiert eine Anfangsauslenkung zu 0° (obere Ruhelage) ausregeln kann. Der Winkel ist nach ca. 2,5 s wieder in der Ruhelage angelangt.

Das Verhalten des Wagens ist gezeigt in Abbildung 23. Zu erkennen ist, dass je nach vorgegebenem Referenzwert die jeweilige Referenzposition am Ende des Regelvorgangs erreicht wird. Der Vorgang braucht jedoch merklich länger mit rund 3,5 s.

Das dritte Diagramm (Abbildung 24) zeigt die benötigte Kraft des Motors, um den Wagen an die zuvor gezeigte Position zu bewegen. Zu erkennen ist, dass für größere Referenzpositionen bei großen Winkeln eine kleinere Eingangskraft benötigt wird. Dafür steigt jedoch bei kleinen Anfangsauslenkungen und großen Referenzwerten die benötigte Eingangskraft. In diesem Fall jedoch mit einem negativen Vorzeichen. Zuletzt ist festzuhalten, dass bereits nach rund 1,25 s der Motor keine Kraft mehr liefern muss.

Zusammenfassend kann bestätigt werden, dass sich der Regler für die deutlich weiter rechts positionierten Polstellen immer noch erwartungsgemäß verhält und die Grenzen der Anlage bezüglich maximaler Position und Kraft nicht überschritten werden.

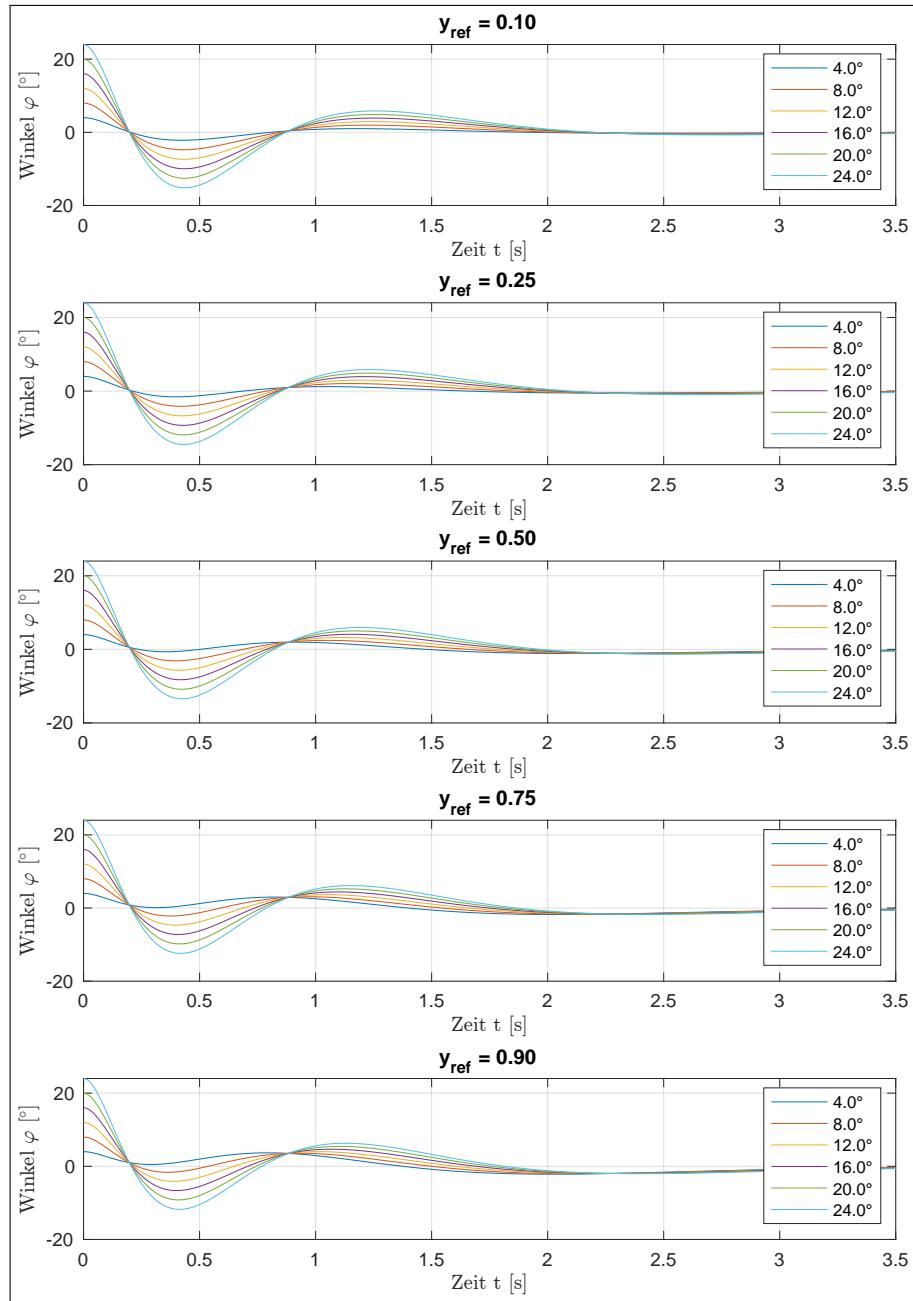


Abb. 22: φ für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit I-Regelung für das lineare Zustandsraummodell

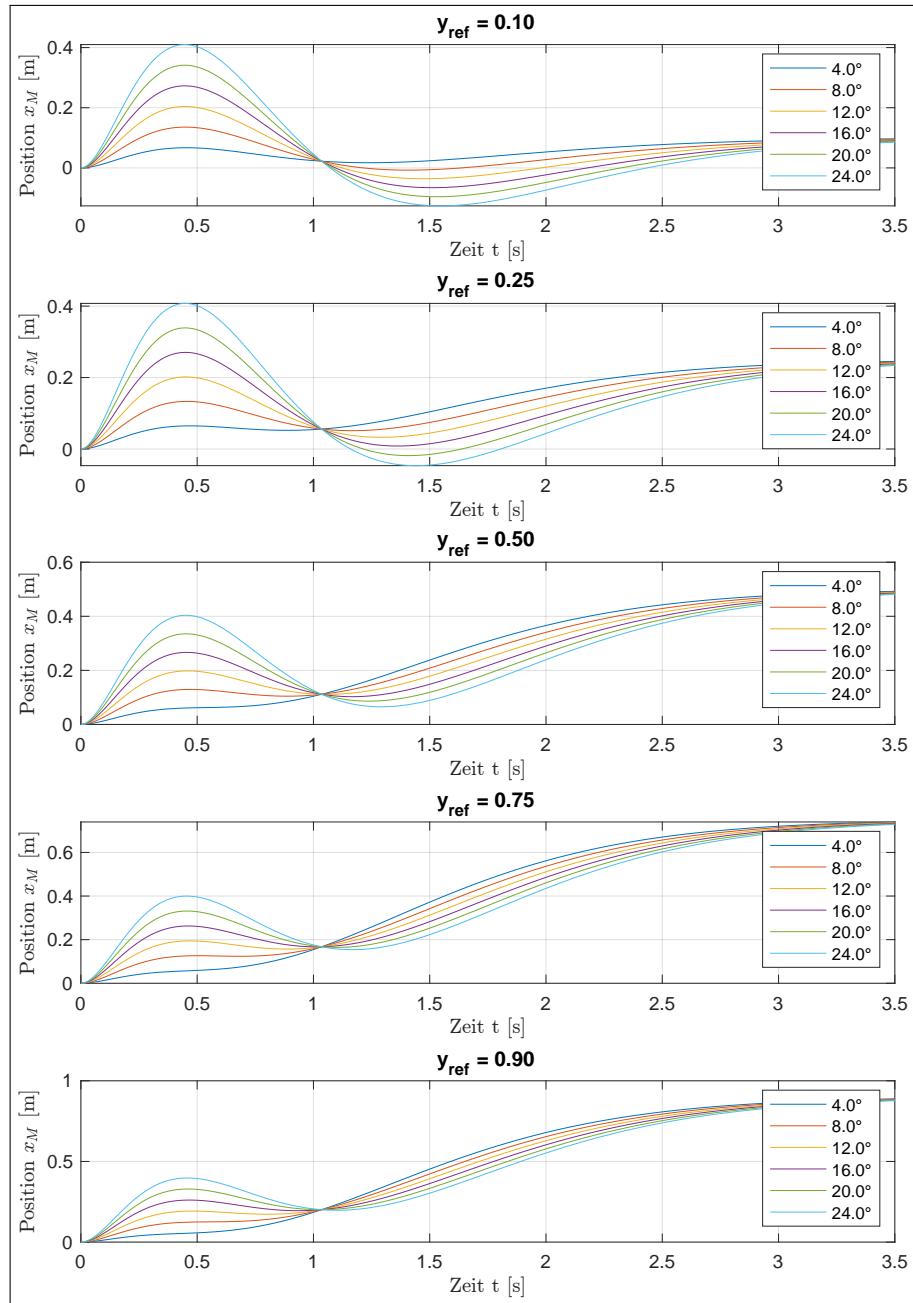


Abb. 23: x_M für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit I-Regelung für das lineare Zustandsraummodell

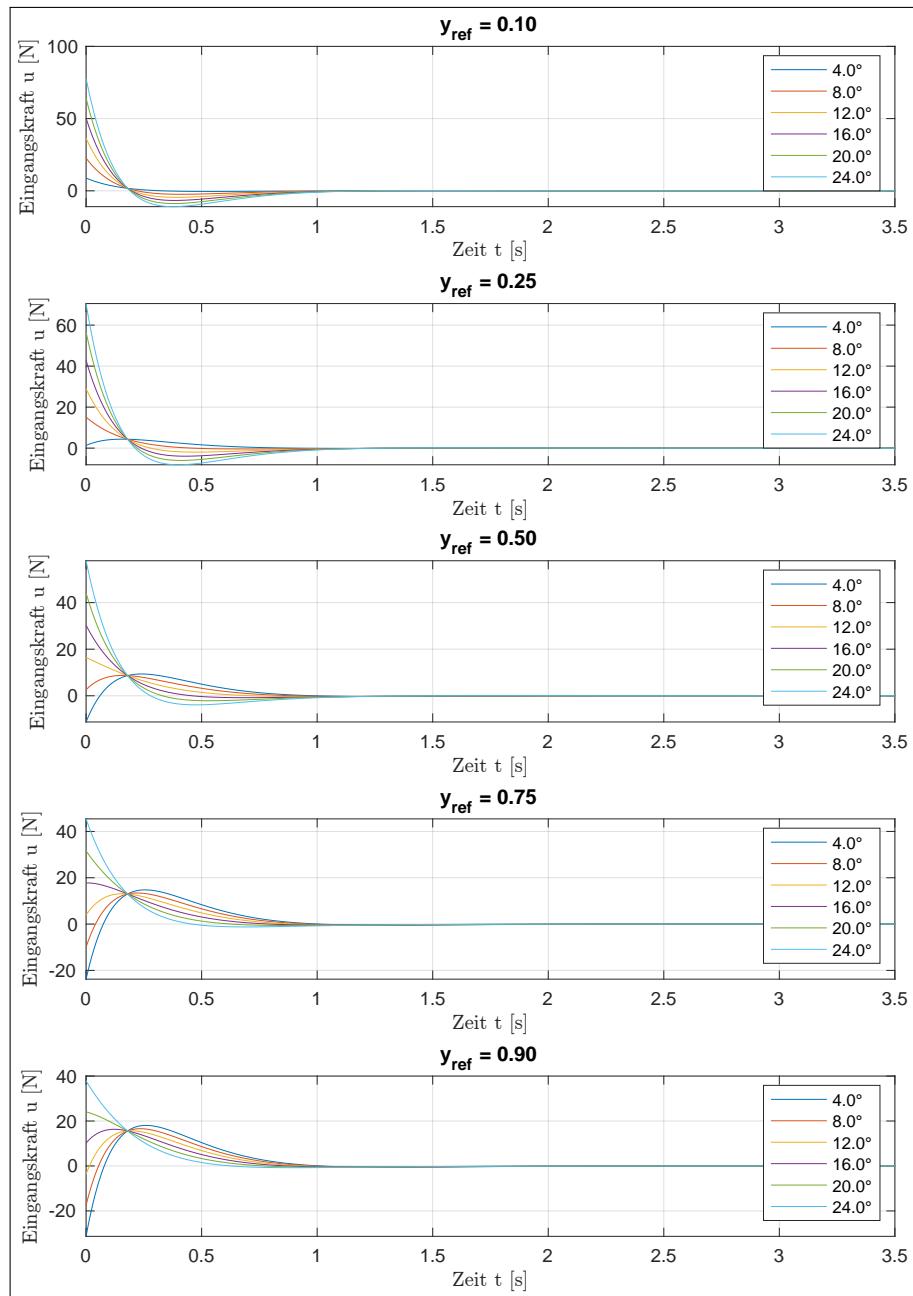


Abb. 24: u für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit I-Regelung für das lineare Zustandsraummodell

7.1.4 Vergleich des Regelverhaltens

Im folgenden werden die drei implementierten Regelstrategien verglichen. Dabei soll herausgearbeitet werden, welche Vorteile für einen bestimmten Regler sprechen und welcher am geeignetesten für die Regelaufgabe ist.

Um eine gewisse Vergleichbarkeit sicherzustellen, wurden alle drei Simulink-Modelle der Regler inklusive Regelstrecke mit der gleichen Anfangsauslenkung simuliert. Weiterhin wurde auch die selbe Referenzposition beim Zustandsregler mit Vorsteuerung und beim Regler mit I-Regelung genutzt.

In Diagrammform werden nachfolgend der Winkel des Pendels φ , die Wagenposition x_M und die benötigte Eingangskraft u bzw. F_a für die drei Zustandsregler dargestellt.

Es ist wichtig die gewählten Polstellen für den jeweiligen Regler zu berücksichtigen und diese mit in den Vergleich einzubeziehen. Nachfolgen sind die Polstellen aufgeführt:

$$\begin{aligned}\underline{s}_{P_{Acker.}} &= [-4.0 \quad -4.0 \quad -4.0 \quad -4.0] \\ \underline{s}_{P_{Vorst.}} &= [-4.5 \quad -4.5 \quad -4.5 \quad -4.5] \\ s_{P_{I-Reg.}} &= [-3.2 \quad -3.2 \quad -3.2 \quad -3.2]\end{aligned}$$

Die Wahl der Polstellen beruht auf der Optimierung der Regelgeschwindigkeit bei maximalem Ausreizen der Systemgrenzen.

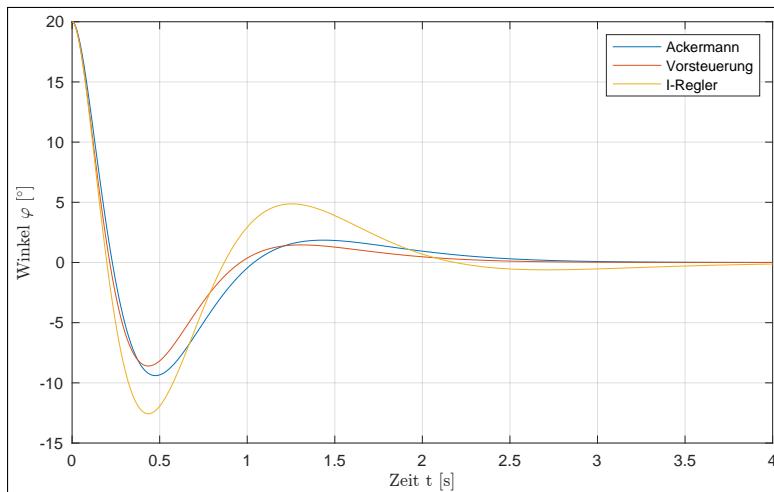


Abb. 25: φ für Regler mit einfacher Zustandsrückführung, Regler mit Vorsteuerung und Regler mit I-Regelung bei einer Anfangsauslenkungen von 20° und einer Referenzposition $y_{ref} = 0,1m$ am linearen Zustandsraummodell

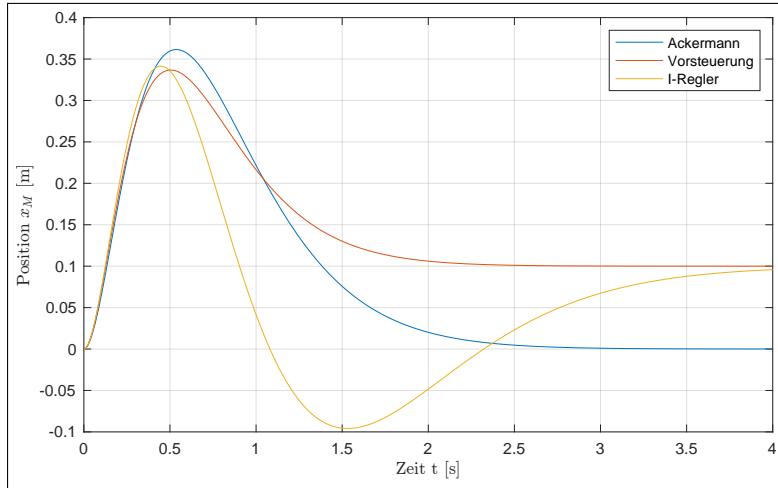


Abb. 26: x_M für Regler mit einfacher Zustandsrückführung, Regler mit Vorsteuerung und Regler mit I-Regelung bei einer Anfangsauslenkungen von 20° und einer Referenzposition $y_{ref} = 0, 1m$ am linearen Zustandsraummodell

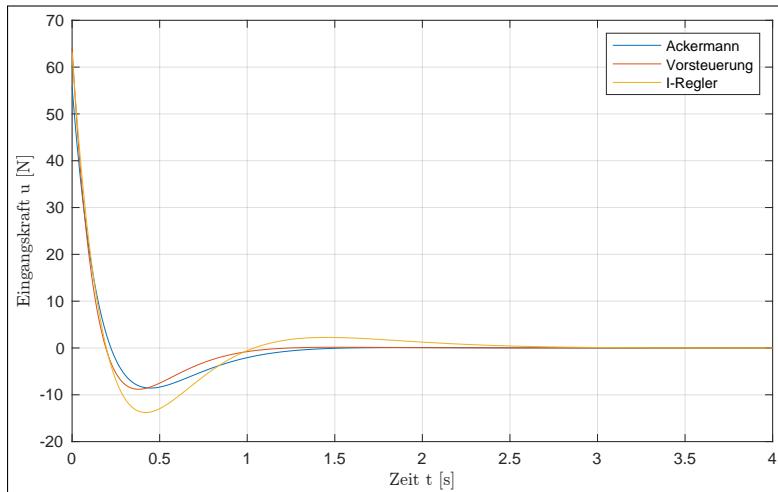


Abb. 27: u für Regler mit einfacher Zustandsrückführung, Regler mit Vorsteuerung und Regler mit I-Regelung bei einer Anfangsauslenkungen von 20° und einer Referenzposition $y_{ref} = 0, 1m$ am linearen Zustandsraummodell

Abbildung 25 zeigt, dass der Winkel des Pendels bei der Regelung mit Vorsteuerung für die oben gewählten Polstellen am schnellsten wieder in der Ruhelage ausgeregelt ist. Dieses Verhalten lässt sich dadurch begründen, dass die Polstellen bei der Vorsteuerung etwas

weiter nach links gelegt wurden im Vergleich zum Regler mit einfacher Zustandsrückführung (Ackermann), wodurch der Regler schneller wird. Grundsätzlich würden die Kurvenverläufe der beiden genannten Regler annähernd identisch sein, wenn die Polstellen die gleichen sind und bei der Vorsteuerung die Referenzposition zu Null gewählt wird. Verschiebt man bei positiver Anfangsauslenkung jedoch die Referenzposition nach rechts, so würde der Regler mit Vorsteuerung deutlich schneller wieder in die Ruhelage regeln, da er nicht dafür sorgen muss, dass der Wagen wieder auf der Nullposition stehen bleibt. Der Zustandsregler mit I-Regelung scheint im Gegensatz generell etwas langsamer zu sein, selbst wenn die Polstellen für alle Regelstrategien gleich gewählt werden.

Weiterhin ist zu erkennen, dass bei der I-Regelung ein stärkeres Schwingen auftritt, welches durch das Aufintegrieren des Regelfehlers zu erklären ist.

In Abbildung 26 ist vor allem der wesentliche Unterschied zwischen dem Regler mit einfacher Zustandsrückführung und den Reglern mit Zustandsrückführung und Referenzwertvorgabe zu erkennen. Bei der Vorsteuerung und I-Regelung kann in den jeweiligen Graphen die gewählte Referenzposition am rechten Ende des Diagramms abgelesen werden. Der Zustandsregler mit Ackermann-Formel regelt die Wagenposition wieder auf Null zurück.

Auch hier kann das stärkere Schwingverhalten des I-Reglers identifiziert werden.

Der wesentliche Grund für die Wahl der Polstellen wird in Abbildung 27 ersichtlich. Für eine einheitliche Auslenkung des Pendels ist die Eingangskraft u annähernd gleich bei den drei Reglern. Für die in den vorangegangenen Unterabschnitten ermittelten maximalen Auslenkungen ist die Eingangskraft u bzw. F_a im Maximum knapp unter 80 N groß. Somit wird das System bei den gewählten Polstellen maximal ausgereizt.

Wie auch schon bei der Betrachtung des Winkels φ und der Wagenposition x_M kann ein stärkeres Schwingungsverhalten beim Zustandsregler mit I-Regelung erkannt werden.

7.2 Validierung des nicht-linearen Modells

Im folgenden werden die drei Regler für das nicht-lineare Zustandsraummodell validiert. Die Simulink Implementierung der nicht-linearen Regelstrecke ist in Abbildung 2 dargestellt.

Wie im vorangegangenen Unterabschnitt werden Diagramme für den Winkel des Pendels φ , die Wagenposition x_M und die benötigte Eingangskraft u bzw. F_a für die drei Zustandsregler gezeigt. Es wird jedoch auf Kommentare verzichtet, da die Anwendung der Regler auf das nicht-lineare Zustandsraummodell zu analogen Ergebnissen führt, was bereits in Abschnitt 5 nachgewiesen wurde.

7.2.1 Zustandsregler mit Ackermann-Formel

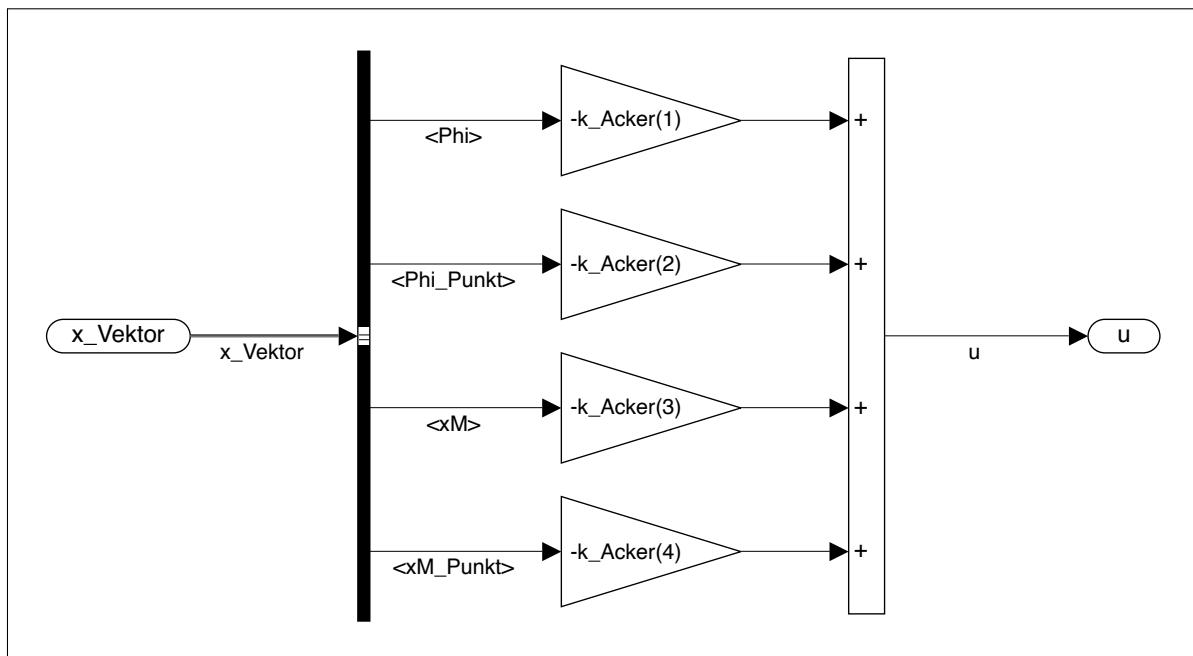


Abb. 28: Simulink Regler-Blockschaltbild für den Zustandsregler mit Ackermann-Formel (nicht-lineares Zustandsraummodell)

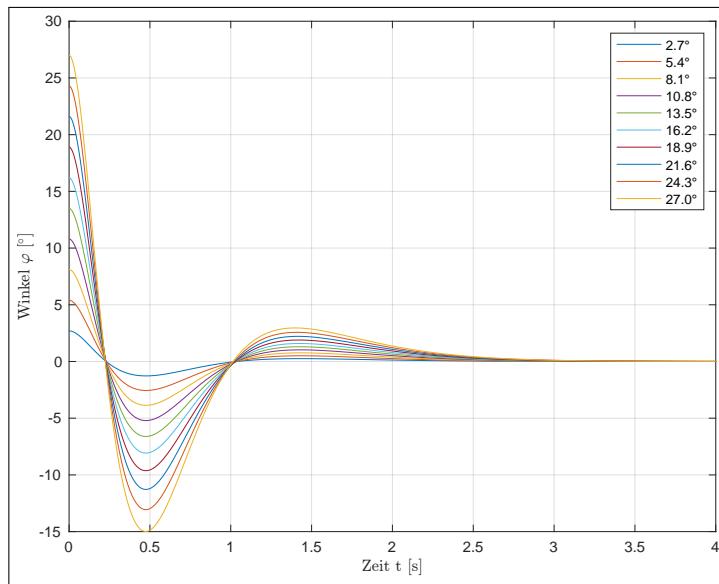


Abb. 29: φ für verschiedene Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Ackermann-Formel für das nicht-lineare Zustandsraummodell

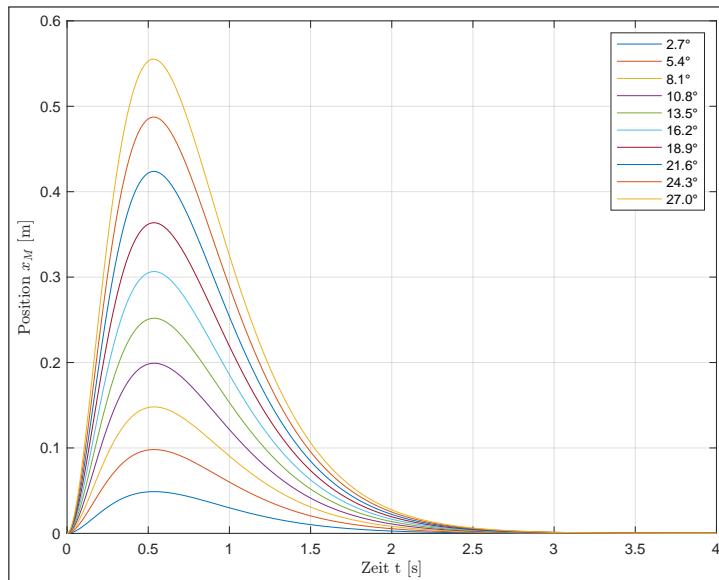


Abb. 30: x_M für verschiedene Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Ackermann-Formel für das nicht-lineare Zustandsraummodell

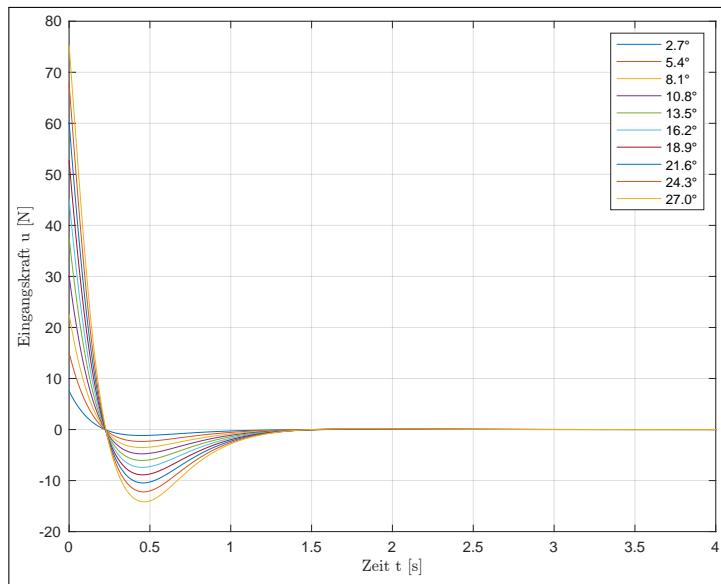


Abb. 31: u für verschiedene Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Ackermann-Formel für das nicht-lineare Zustandsraummodell

7.2.2 Zustandsregler mit Vorsteuerung

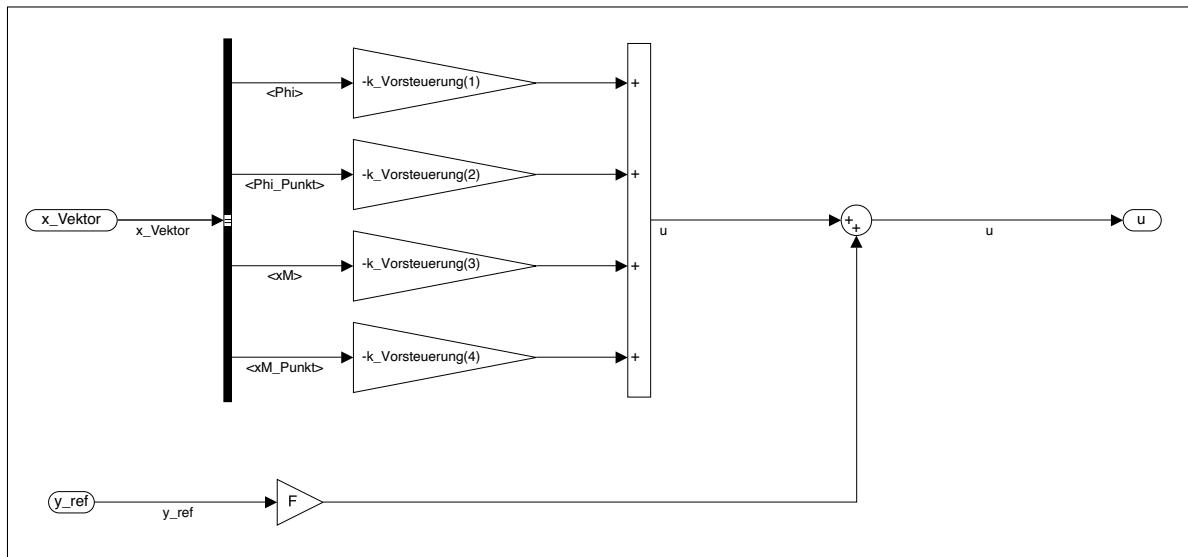


Abb. 32: Simulink Regler-Blockschaltbild für den Zustandsregler mit Vorsteuerung (nicht-lineares Zustandsraummodell)

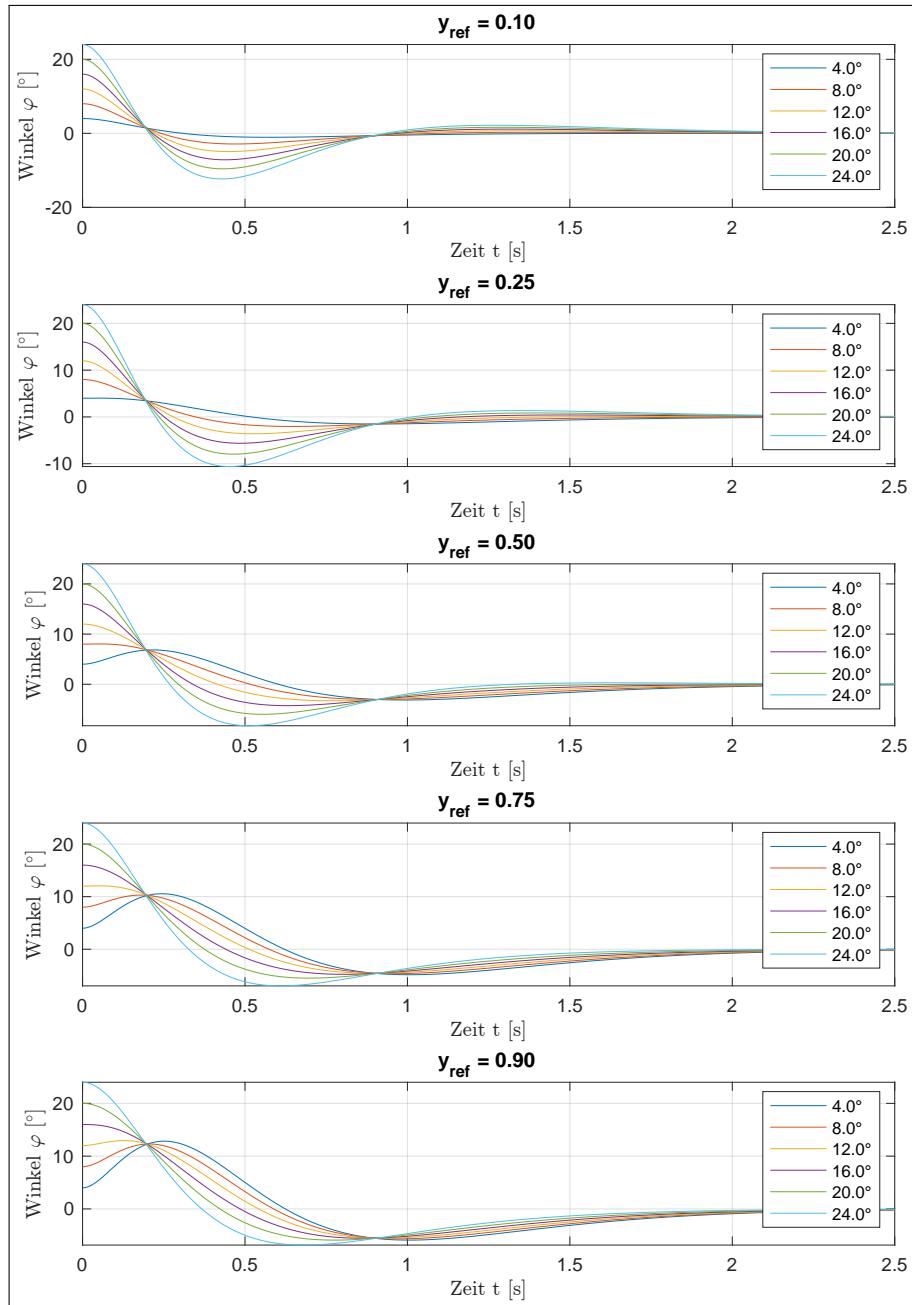


Abb. 33: φ für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Vorsteuerung für das nicht-lineare Zustandsraummodell

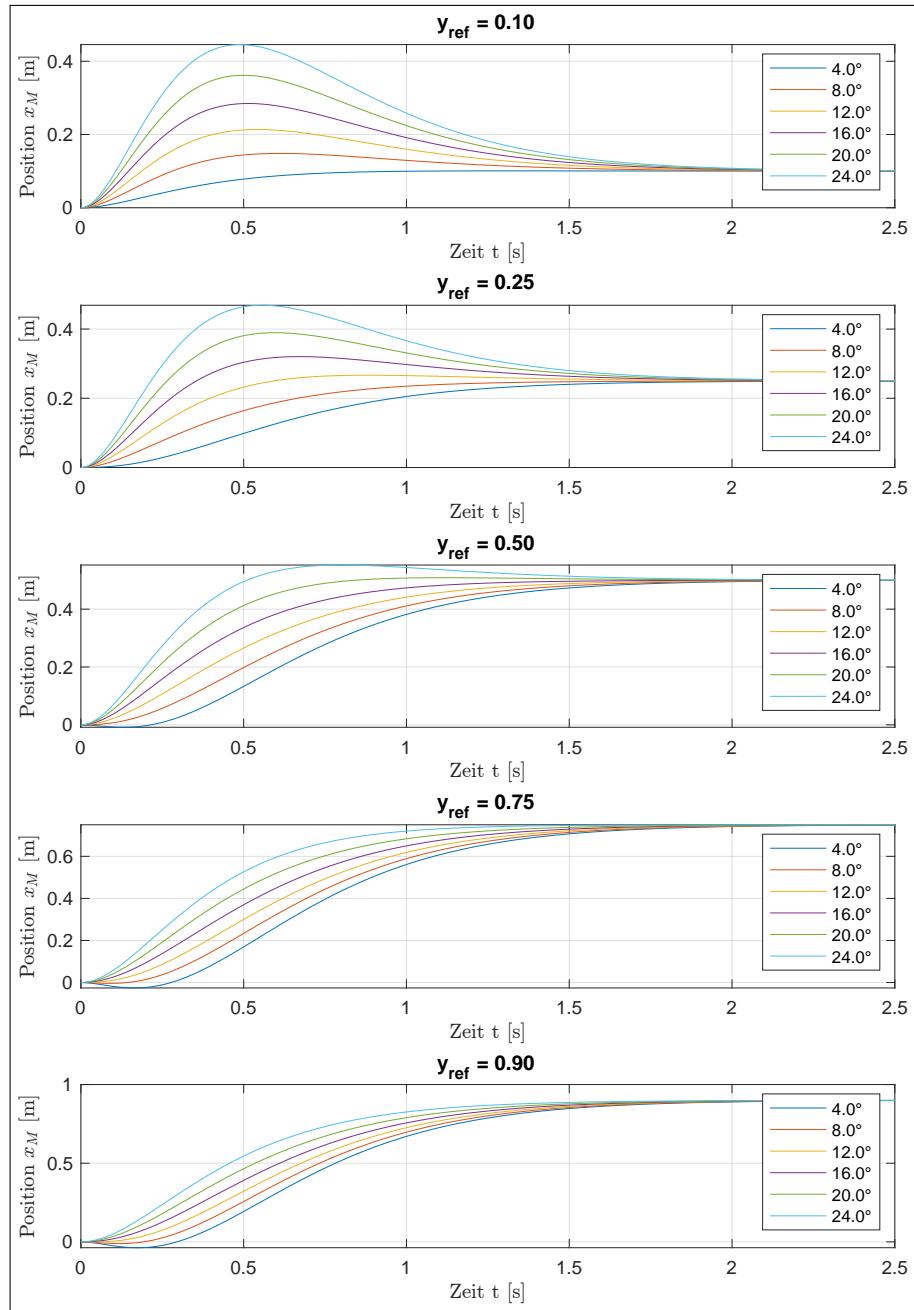


Abb. 34: x_M für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Vorsteuerung für das nicht-lineare Zustandsraummodell

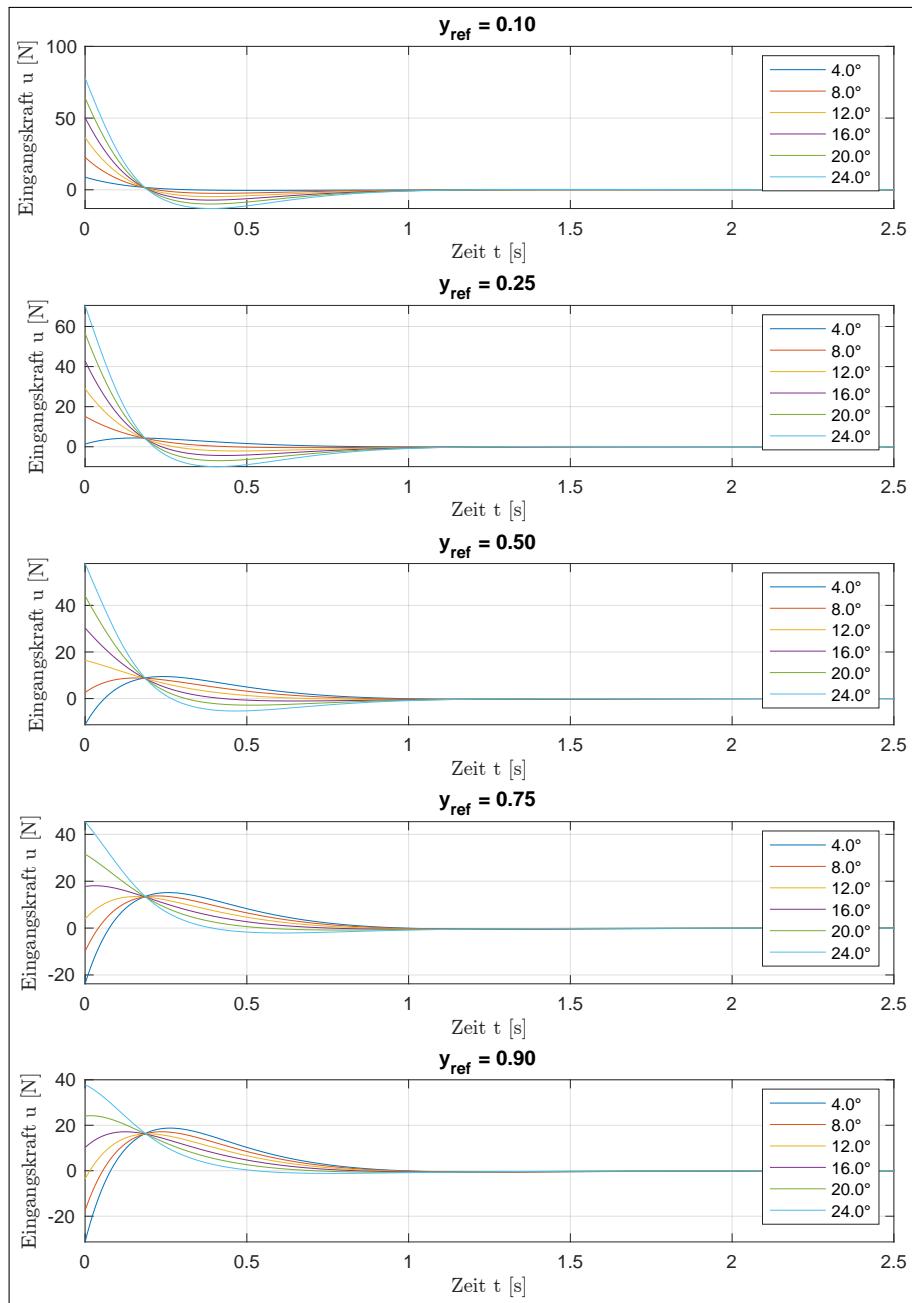


Abb. 35: u für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit Vorsteuerung für das nicht-lineare Zustandsraummodell

7.2.3 Zustandsregler mit I-Regelung

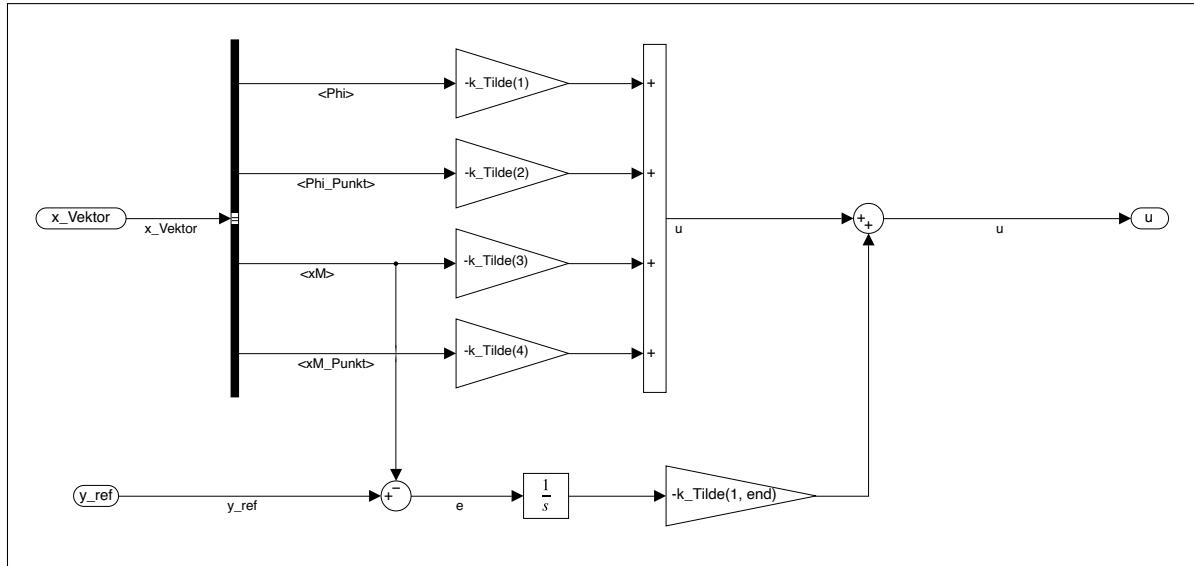


Abb. 36: Simulink Regler-Blockschaltbild für den Zustandsregler mit I-Regelung (nicht-lineares Zustandsraummodell)

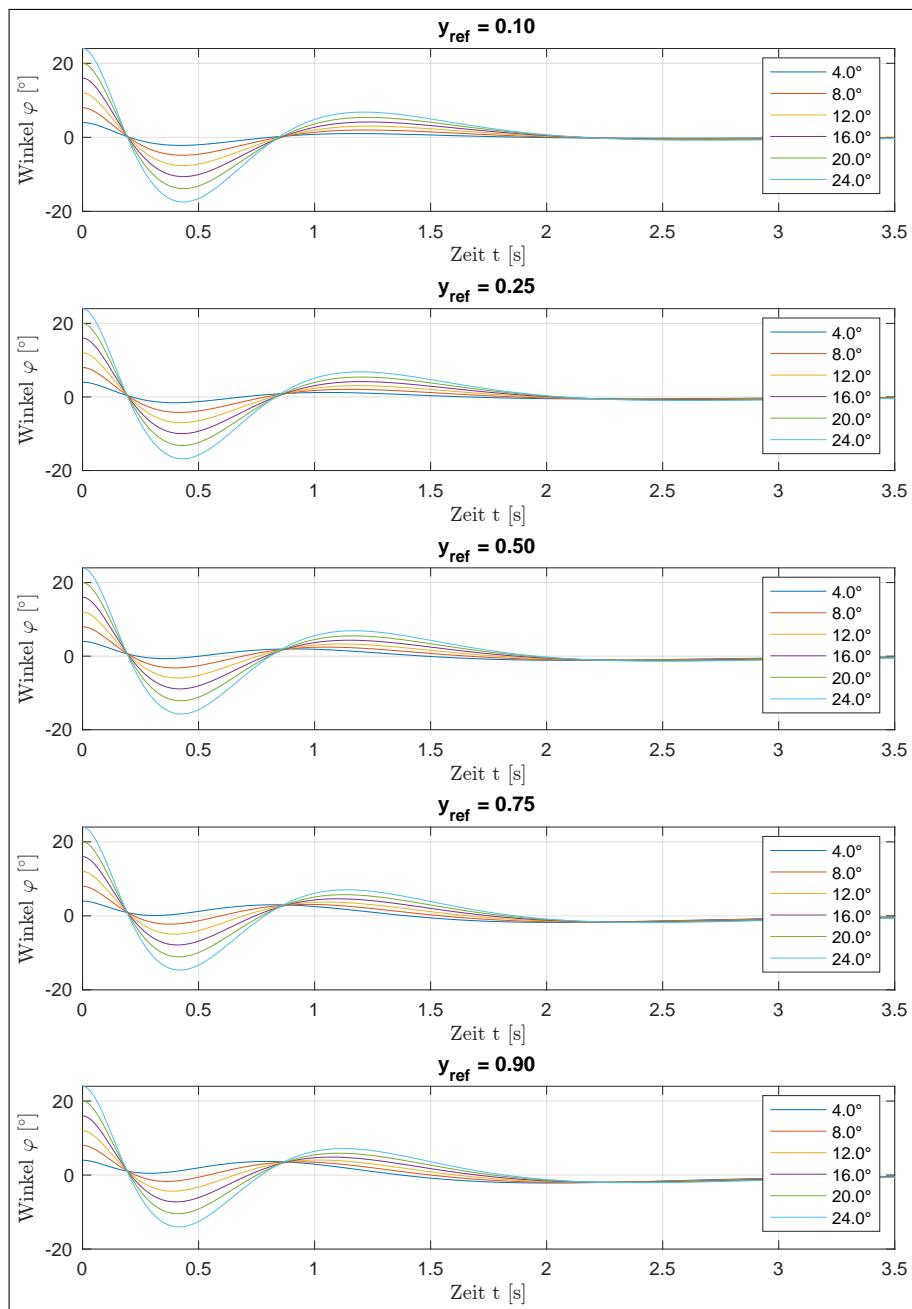


Abb. 37: φ für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit I-Regelung für das nicht-lineare Zustandsraummodell

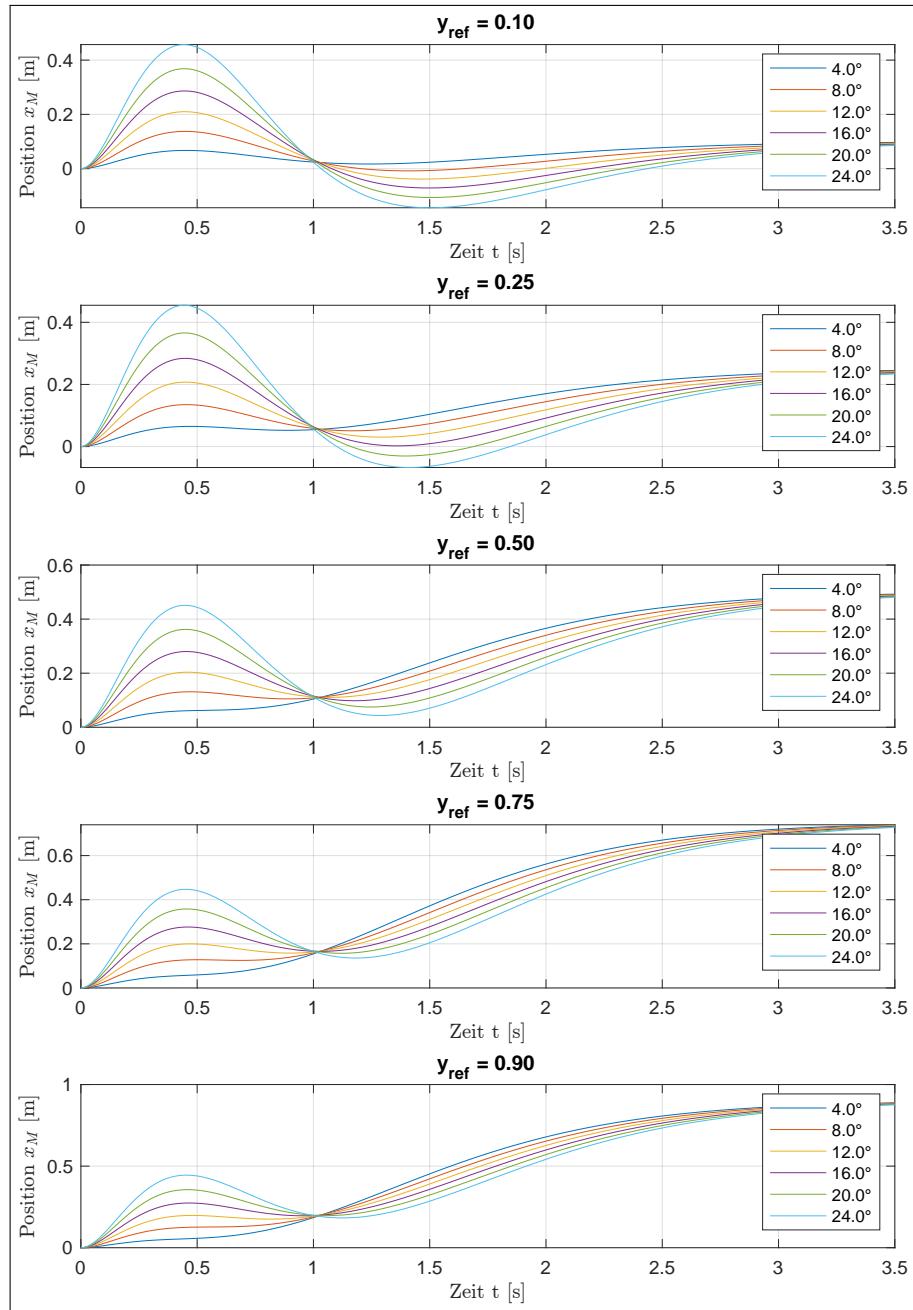


Abb. 38: x_M für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit I-Regelung für das nicht-lineare Zustandsraummodell

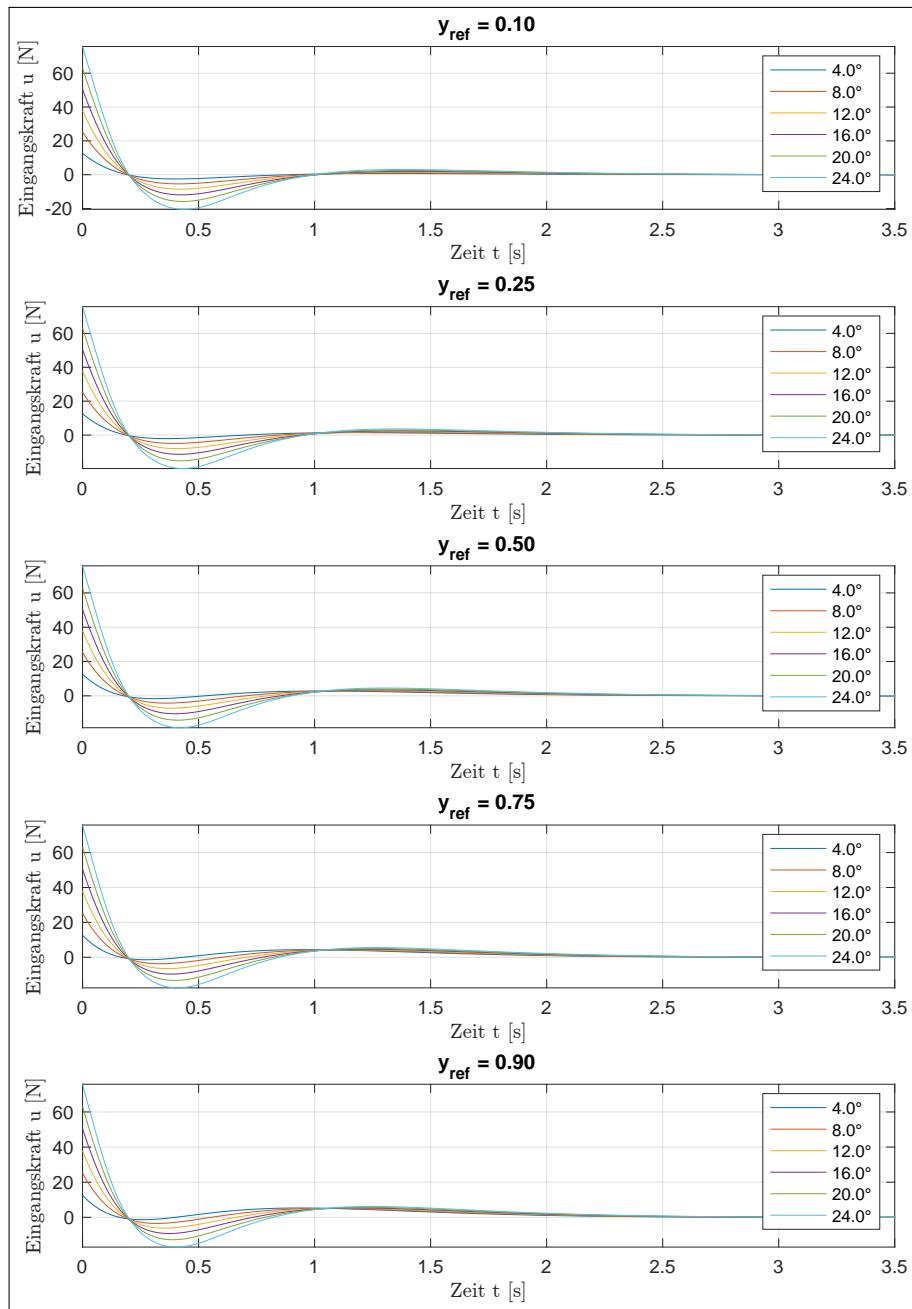


Abb. 39: u für verschiedene Referenzpositionen y_{ref} und Anfangsauslenkungen am Zustandsregler mit I-Regelung für das nicht-lineare Zustandsraummodell

7.2.4 Vergleich des Regelverhaltens

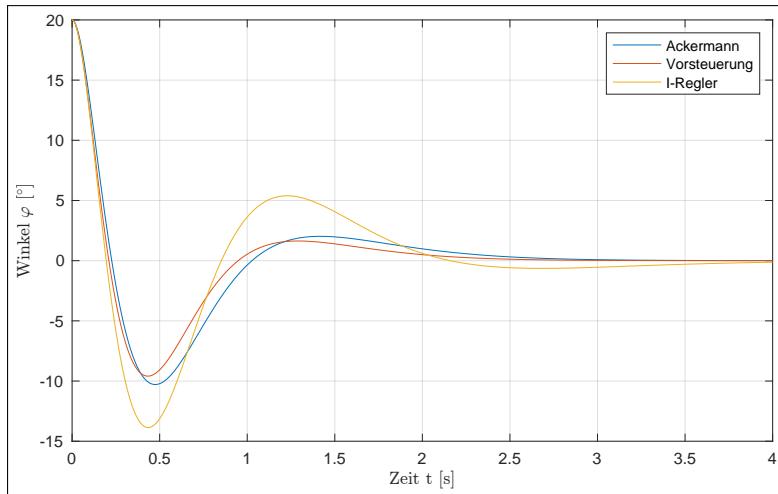


Abb. 40: φ für Regler mit einfacher Zustandsrückführung, Regler mit Vorsteuerung und Regler mit I-Regelung bei einer Anfangsauslenkungen von 20° und einer Referenzposition $y_{ref} = 0,1m$ am nicht-linearen Zustandsraummodell

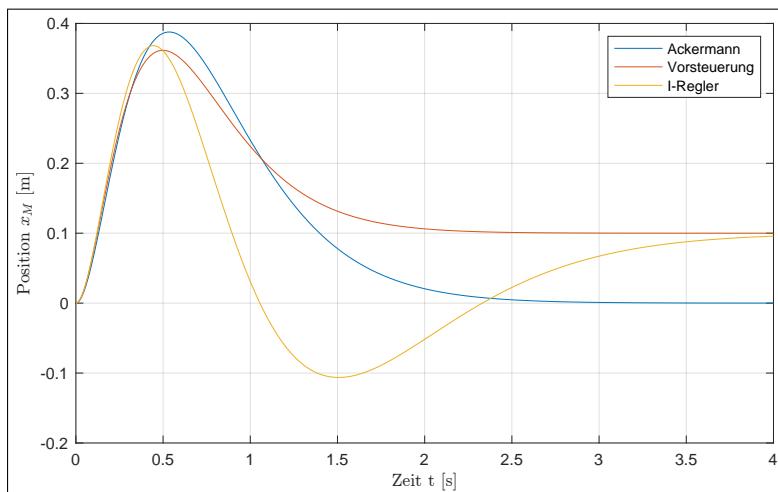


Abb. 41: x_M für Regler mit einfacher Zustandsrückführung, Regler mit Vorsteuerung und Regler mit I-Regelung bei einer Anfangsauslenkungen von 20° und einer Referenzposition $y_{ref} = 0,1m$ am nicht-linearen Zustandsraummodell

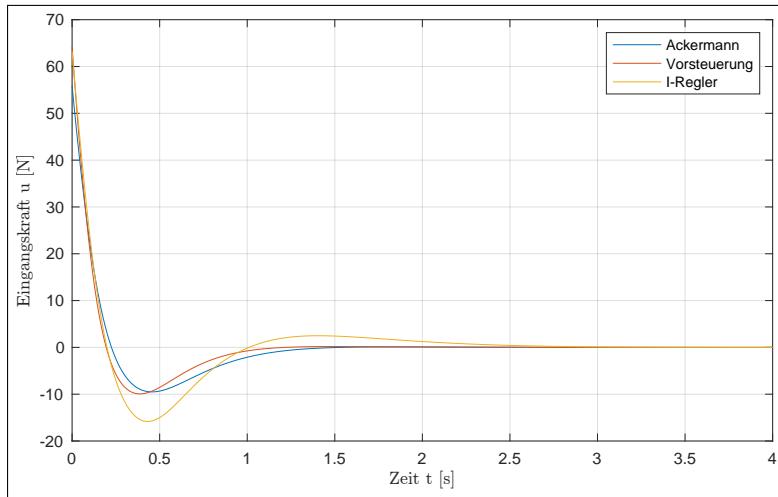


Abb. 42: u für Regler mit einfacher Zustandsrückführung, Regler mit Vorsteuerung und Regler mit I-Regelung bei einer Anfangsauslenkungen von 20° und einer Referenzposition $y_{ref} = 0, 1m$ am nicht-linearen Zustandsraummodell

8 Beobachter

Bisher wurde von einer wesentlichen Vereinfachung der Realität ausgegangen. Nämlich dass für Stabilisierung, Zustandsrückführung etc. der gesamte Zustandsvektor des Kontrollsystems zur Verfügung steht. Tatsächlich sind in der Regel nicht alle Zustandsinformationen bekannt. Beispielsweise weil sie technisch überhaupt nicht messbar sind oder nur unter großem technischen beziehungsweise finanziellen Aufwand ermittelt werden könnten. Sprachlich wird vereinfacht gesagt, dass die entsprechenden Größen *nicht messbar* sind.

$$\dim(y) < \dim(x)$$

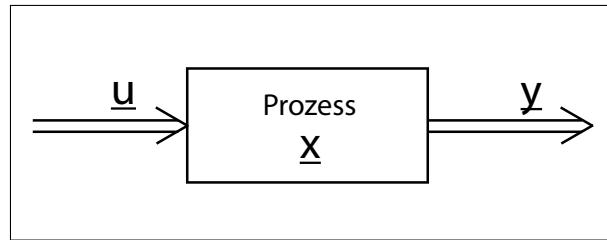


Abb. 43: Schematische Darstellung eines allgemeinen Systems im Zustandsraum

Da aber dennoch alle Zustände benötigt werden, da die Zustandsregelung darauf basiert, dass zu jedem Zeitpunkt alle Zustände bekannt sind, wird der Beobachter eingeführt. Mit dessen Hilfe ist es möglich innere Zustände zu rekonstruieren. Dies erfolgt über ein **Modell** und dem **Vergleich** der rekonstruierten Zustände mit den gemessenen Ausgängen.

Ansatz von Luenberger:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}} &= \underbrace{A \cdot \hat{x} + B \cdot \underline{u}}_{\text{Modell}} + \underbrace{L(\underline{y} - \hat{y})}_{\text{Vergleich}} \\ \hat{y} &= C \cdot \hat{x}\end{aligned}$$

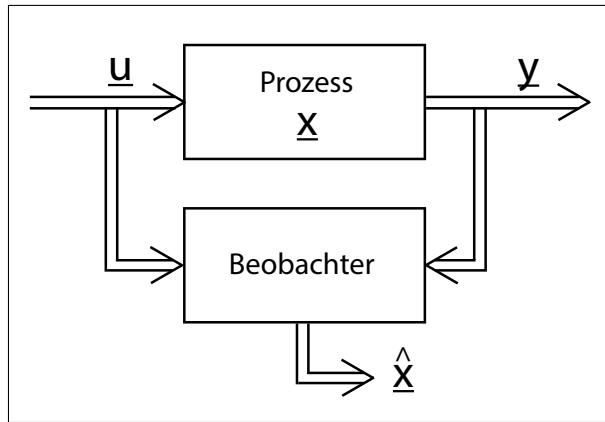


Abb. 44: Schematische Darstellung eines allgemeinen Systems mit Beobachter im Zustandsraum

8.1 Überprüfung der Beobachtbarkeit

Naheliegend ist zunächst die Überlegung anzustellen, wann sich der Gesamtzustand \underline{x} aus dem Ausgang \underline{y} rekonstruieren lässt. Dies wird auch **Beobachtbarkeit** des Systems genannt. Konkret gilt der Satz:

Ein System ist beobachtbar, falls mit der Messung von \underline{u} und \underline{y} nach endlicher Zeit t der unbekannte Zustandsvektor \underline{x} vom System rekonstruiert werden kann.

Der Beobachter lässt sich auf die Klasse der linearen zeitinvarianten Systeme (LTI) anwenden:

$$\dot{\hat{x}} = A \cdot \hat{x} + B \cdot \underline{u} + L (\underline{y} - C \cdot \hat{x}) \quad (71)$$

Ein System ist vollständig beobachtbar, falls für die Beobachtbarkeitsmatrix

$$Q_{\text{Obs}} = \begin{pmatrix} C \\ C \cdot A \\ \vdots \\ C \cdot A^{n-1} \end{pmatrix} \quad (72)$$

mit $n \in \mathbb{N}$, $p \in \mathbb{N}$, $A \in \mathbb{R}^{(n \times n)}$, $C \in \mathbb{R}^{(p \times n)}$ für SISO Systeme

$$\det(Q_{\text{Obs}}) \neq 0 \quad (73)$$

und für MIMO bzw. SIMO Systeme

$$\text{rank}(Q_{\text{Obs}}) = n \quad \text{bzw.} \quad m \quad (74)$$

gilt, wobei n die Anzahl der linear unabhängigen Zeilen einer Matrix ist und m die Anzahl der linear unabhängigen Spalten. Falls

$$n > m :$$

$$\text{rank}(X) = m$$

und falls

$$m > n :$$

$$\text{rank}(X) = n.$$

Die konkrete C-Matrix für das inverse Pendel

$$C_{\text{Obs}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (75)$$

besitzt p Zeilen, wobei sich die Anzahl der Zeilen nach den messbaren Zuständen richtet. Zu erkennen ist, dass bei der Betrachtung nicht wie beim Zustandsreglerentwurf ein SISO System angenommen werden kann, sondern ein SIMO System auf Beobachtbarkeit untersucht wird. Somit muss der Rang der Beobachtbarkeitsmatrix bestimmt werden.

Das Aufstellen der Beobachtbarkeitsmatrix führt zu

$$Q_{\text{Obs}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.8502 & 0.0008 & 0 & -2.3333 \\ 26.6505 & -0.0248 & 0 & 5.8333 \\ -0.8502 & 0.0008 & 0 & -2.3333 \\ 2.0049 & -0.8521 & 0 & 5.4491 \\ -5.6209 & 26.6557 & 0 & -13.7559 \\ 2.0049 & -0.8521 & 0 & 5.4491 \\ -27.3408 & 2.0304 & 0 & -17.6849 \end{bmatrix}. \quad (76)$$

Der Rang folgt zu:

$$\text{rank}(Q_{\text{Obs}}) = 4 \quad (77)$$

Da $m > n$ muss $n = 4$ gelten. Da dies der Fall ist, ist das System beobachtbar.

8.2 Beobachterentwurf

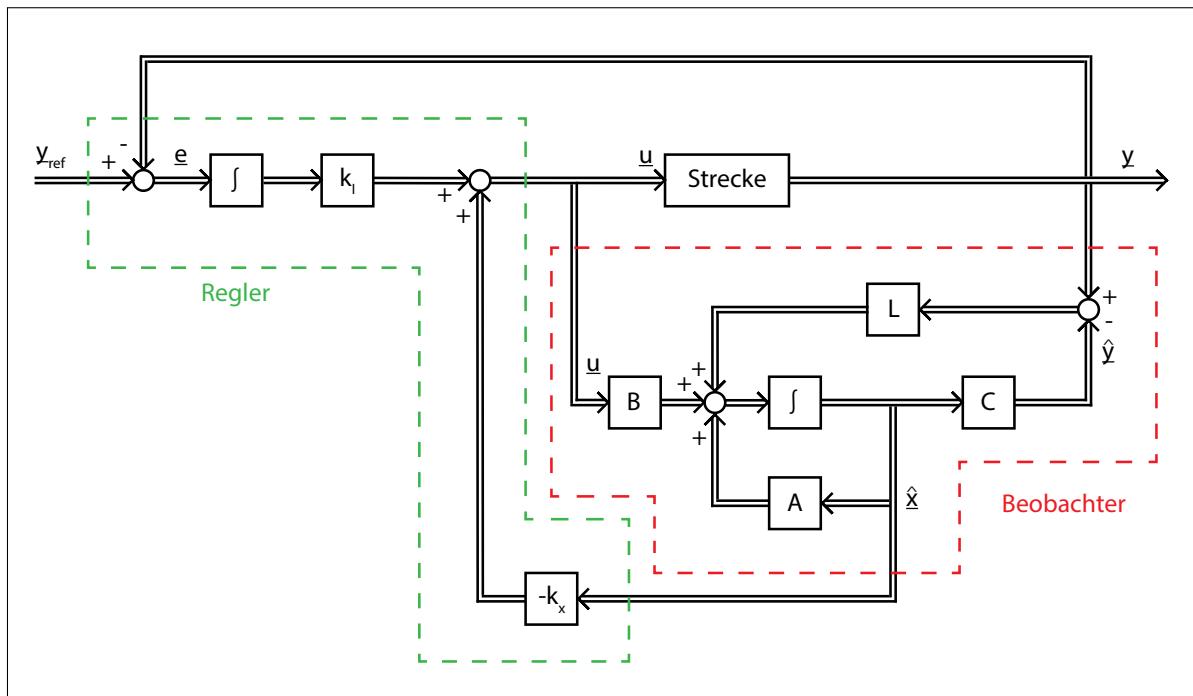


Abb. 45: Schematische Darstellung des Zustandsreglers mit I-Regelung und Beobachter

8.3 Beobachtervalidierung

Literaturverzeichnis

- [1] HTW-Logo auf dem Deckblatt
https://de.wikipedia.org/wiki/Datei:Logo_HTW_Berlin.svg
Stand: 17.08.2018 um 14:49 Uhr
- [2] HTW-Logo in der Kopfzeile
<http://tonkollektiv-htw.de/>
Stand: 17.08.2018 um 14:53 Uhr
- [3] Skript Moderne Methoden der Regelungstechnik
Prof. Dr.-Ing. Horst Schulte
- [4] Anleitung Linearisierung eines zeitinvarianten,
nichtlinearen Zustandmodells
Prof. Dr.-Ing. Heide Brandstädter
- [5] Regelungs- und Steuerungstechnik: Polstellenverteilung
Prof. Dr.-Ing. M. Buss
- [6] Beobachtbarkeit und Beobachter für lineare Kontrollsysteme
Judith Schmidt, Universität Bayreuth