

See discussions, stats, and author profiles for this publication at: <https://www.researchgate.net/publication/276266170>

# Querregelung eines spurgeführten Modellfahrzeugs

Research · May 2015

DOI: 10.13140/RG.2.1.4940.6888

---

CITATION

1

READS

1,789

**1 author:**

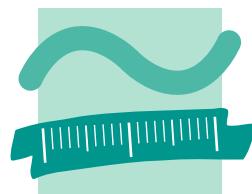


Albrecht Arndt

Beuth Hochschule für Technik Berlin

1 PUBLICATION 1 CITATION

[SEE PROFILE](#)



BEUTH HOCHSCHULE  
FÜR TECHNIK  
BERLIN  
University of Applied Sciences

## Masterarbeit

# Querregelung eines spurgeführten Modellfahrzeugs

vorgelegt von  
Albrecht Arndt

Fachbereich VII - Elektrotechnik und Feinwerktechnik  
Beuth Hochschule für Technik Berlin

19. März 2015

Matrikelnr.: 804968

Betreuer: Prof. Dr.-Ing. Sven Tschirley  
Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Andreas Hambrecht



# Vorwort

Diese Arbeit wurde bei der Firma **Berner & Mattner Systemtechnik GmbH** in Berlin angefertigt. Ich danke meinen firmeninternen Betreuern, Dr. Bernhard Kaiser und Dipl.-Ing. Mario Petrick, sowie den Kollegen aus dem Embedded Lab von Berner & Mattner für die stets sehr gute Zusammenarbeit und das angenehme Arbeitsklima.

Darüber hinaus danke ich meinem Betreuer der Hochschule, Prof. Dr.-Ing Sven Tschirley, für die gute Betreuung, sowie Herrn Prof. Dr.-Ing. Andreas Hambrecht für die wertvolle fachliche Unterstützung.

Berlin, März 2015  
Albrecht Arndt



# Kurzfassung

In dieser Arbeit wird eine Querregelung für ein elektrisches Modellfahrzeug entworfen, welches mit einer kamerabasierten Fahrspurerkennung ausgestattet ist. Der Entwurf erfolgt modellbasiert. Die Querdynamik des Fahrzeugs wird dabei mit dem linearen Einspurmodell modelliert. Die Fahrzeugparameter des Einspurmodells werden in Versuchen ermittelt. Die Schräglaufsteifigkeiten mussten aufgrund noch fehlender Sensorik abgeschätzt werden.

Nach der Evaluierung verschiedener Regelungsverfahren wird ein Zustandsregler entworfen, da dieser gute Ergebnisse bei einer hohen Automatisierbarkeit des Entwurfs verspricht. Dieser wird um einen überlagerten PI-Regler ergänzt, welcher in der Lage ist, Modellunge nauigkeiten auszugleichen und auch nicht modellierte Störgrößen stationär genau auszuregeln. Der entworfene PI-Zustandsregler ist ein *LQ*-Regler. Bei diesem Entwurfsverfahren wird ein optimaler Regler bezüglich einer Kostenfunktion gefunden, wobei für die einzelnen Zustände Wichtungsfaktoren vorgegeben werden können. Der Reglerentwurf erfolgt weitgehend automatisiert.

Da nicht alle Zustandsgrößen gemessen werden, wird ein Beobachter entworfen, mit dessen Hilfe die nicht gemessenen Größen geschätzt werden können. Der entworfene Beobachter ist ein Luenberger-Beobachter, da hier die Dynamik des Beobachters als Entwurfsziel im Vordergrund steht.

Die vorliegende Regelstrecke hat nichtlinearen Charakter, während die Zustandsregelung ein lineares Entwurfsverfahren ist. Aus diesem Grund werden mehrere Regler für unterschiedliche Geschwindigkeiten entworfen. Zwischen den Parametern wird je nach aktueller Geschwindigkeit umgeschaltet bzw. interpoliert (Gain-Scheduling).

Der C-Code der Regelung wird aus dem Simulink-Modell des Reglers mit Hilfe des Embedded Coders exportiert und auf einem STM32F4-Prozessorboard des Modellfahrzeugs implementiert. Die entworfene Regelung wird zunächst in Simulationen auf ihre Robustheit getestet. Praktische Versuchsfahrten konnten bei Geschwindigkeiten bis  $1\frac{m}{s}$  durchgeführt werden, da die Fahrspurerkennung für höhere Geschwindigkeiten noch nicht genügend Messwerte pro Sekunde liefert. Die Regelung zeigte hier gute Ergebnisse.



# Aufgabenstellung in Stichpunkten

- Literaturrecherche zur Querregelung von Fahrzeugen (Stand der Technik)
- Auswahl eines für die Abbildung der Fahrzeugquerdynamik geeigneten Modells
- Umsetzung des Querdynamikmodells in MATLAB/Simulink
- Ermittlung der Modellparameter des Fahrzeugs
- Evaluierung verschiedener Regelungsverfahren
- Entwurf eines Reglers mit dem ausgewählten Verfahren
- Generierung des C-Codes aus dem Simulink-Modell des Reglers
- Integration des C-Codes in vorhandenes Software Framework
- Praktischer Test des Reglers



# Inhaltsverzeichnis

<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Aufgabenstellung . . . . .	2
1.2 Anforderungen und Einsatzbereich des Reglers . . . . .	2
1.3 Stand der Technik . . . . .	3
<b>2 Das Velox-Projekt</b>	<b>5</b>
2.1 Das Modellfahrzeug . . . . .	5
2.2 Einordnung der Querregelung in die Systemarchitektur . . . . .	8
2.3 Velox Software-Applikation . . . . .	9
2.4 Definition der Schnittstellen des Softwareblocks latctrl . . . . .	10
<b>3 Fahrspurerkennung</b>	<b>13</b>
<b>4 Vorhandene Querregelung</b>	<b>15</b>
<b>5 Modellbildung</b>	<b>17</b>
5.1 Modellierung der Querdynamik mit dem Einspurmodell . . . . .	17
5.1.1 Lineares dynamisches Einspurmodell (DESM) . . . . .	18
5.1.2 Kinematisches Einspurmodell (KESM) . . . . .	21
5.2 Fahrzeugbewegung . . . . .	21
5.3 Querabweichungs- und Kurswinkelfehlerdynamik . . . . .	22
5.4 Modellsystem der Regelstrecke . . . . .	23
5.5 Ermittlung der Modellparameter . . . . .	25
5.5.1 Bestimmung der Masse und des Schwerpunktes . . . . .	25
5.5.2 Abschätzung der Schräglaufsteifigkeiten . . . . .	26
5.5.3 Bestimmung des Gierträgheitsmoments . . . . .	28
5.5.4 Übertragungsfunktion des Lenkservos . . . . .	28
5.5.5 Vorausschauerdistanz . . . . .	28
5.5.6 Zusammenfassung Modellparameter . . . . .	29
5.6 Analyse der Regelstrecke . . . . .	30
5.6.1 Führungübertragungsfunktion . . . . .	30
5.6.2 Einfluss von Parametervariationen auf das Führungsverhalten . . . . .	32
5.6.3 Störungsübertragungsfunktion . . . . .	34
<b>6 Reglerentwurf</b>	<b>35</b>
6.1 Auswahl des Regelungsverfahrens . . . . .	35
6.2 Wahl der Regelgröße . . . . .	37
6.3 Zustandsregler . . . . .	38
6.3.1 Steuerbarkeit . . . . .	39
6.4 Entwurfsverfahren für Zustandsregler . . . . .	39
6.4.1 Entwurf durch Polvorgabe . . . . .	39
6.4.2 Vorgehen bei der Polvorgabe . . . . .	40
6.4.3 LQ-Regler (Linear Quadratic Regulator) . . . . .	41
6.5 Computergestützter LQR-Entwurf des Zustandsreglers . . . . .	42

6.6	PI-Zustandsregler . . . . .	46
6.7	Diskretisierung des Modells und diskreter Entwurf . . . . .	51
6.7.1	Diskretisierung . . . . .	51
6.7.2	Wahl der Abtastzeit . . . . .	52
6.7.3	Entwurf des diskreten PI-Zustandsreglers . . . . .	53
6.8	Untersuchung der Robustheit des PI-Zustandsreglers . . . . .	56
6.9	Zustandsbeobachter . . . . .	59
6.9.1	Beobachtbarkeit . . . . .	61
6.9.2	Entwurfsverfahren für Beobachter . . . . .	61
6.10	Computergestützter Entwurf des Beobachters . . . . .	62
6.10.1	Reduzierter Beobachter . . . . .	63
6.11	Verhalten des Beobachters und der Regelung bei Parameterschwankungen . . . . .	63
6.12	Filterung der Messwerte . . . . .	67
6.13	Gesamtdarstellung der Regelung . . . . .	68
6.14	Verhalten der Regelung bei Messrauschen . . . . .	68
6.15	Gain-Scheduling . . . . .	70
<b>7</b>	<b>Erstellung und Integration des Softwaremoduls der Querregelung</b>	<b>71</b>
<b>8</b>	<b>Praktischer Test der Regelung</b>	<b>75</b>
<b>9</b>	<b>Anwendungsgebiete der Querregelung</b>	<b>79</b>
9.1	Autonomes Fahren . . . . .	79
9.2	Unterstützung des Fahrers . . . . .	79
9.3	Anwendung innerhalb des Velox-Projektes . . . . .	80
<b>10</b>	<b>Fazit</b>	<b>83</b>
<b>11</b>	<b>Ausblick</b>	<b>85</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>87</b>



# 1 Einleitung

Anfang des Jahres 2015 legte der pilotiert fahrende Audi A7 namens „Jack“ die Strecke von Silicon Valley bis Las Vegas, rund 900 Kilometer, völlig autonom zurück. Dabei saßen abwechselnd fünf Journalisten hinter dem Steuer, ohne dieses jedoch zu berühren [Mey]. Auch Google forscht auf dem Gebiet des autonomen Fahrens und hat Fahrzeuge vom Typ Toyota Prius so umgerüstet, dass diese insgesamt schon mehr als 300.000 Kilometer, selbst im Stadtverkehr, zurücklegten, wobei ein menschlicher Fahrer nur sehr selten eingreifen musste [Mar].

Neben den beiden genannten Firmen arbeiten alle namhaften Autohersteller zur Zeit daran, die Vision vom autonomen Fahren Wirklichkeit werden zu lassen. So bietet z.B. der Hersteller Tesla mit dem Model Tesla S ab Mitte 2015 ein Auto mit integriertem Autopiloten an, welcher durch die Kombination verschiedener Sensoren in der Lage sein soll, auf Landstraßen sowie im Stadtverkehr automatisch fahren zu können. Neben einem Spurwechselassistenten steht auch ein Einparkpilot zur Verfügung, welcher das Auto völlig automatisch in eine erkannte Parklücke einparkt [Tes].

Ob völlig autonomes Fahren, Spurhalteassistent oder Einparkpilot - in jedem dieser Szenarien muss das Fahrzeug in der Lage sein, einer vorgegebenen Bahn möglichst fehlerlos folgen zu können. Der Lenkwinkel wird hierbei nicht von einem menschlichen Fahrer, sondern von einer Regelung vorgegeben. Diese Regelung, welche Querregelung genannt wird, da sie die Querdynamik des Fahrzeugs beeinflusst, ist Gegenstand dieser Arbeit. Die Querregelung wird hier für ein spurgeführtes elektrisches Modellfahrzeug entwickelt. Dieses wird im Rahmen des Velox-Projektes, welches im Kompetenzcenter Safety & Systems Engineering der Berner & Mattner GmbH durchgeführt wird, mit modernen Antriebs- und Fahrerassistenzfunktionen ausgestattet. Ein einfache Querregelung, die ohne genaues Modell der Regelstrecke erstellt und nach einfachen Einstellregeln parametrisiert wurde, ist bereits auf dem Modellauto implementiert. Eine verbesserte Regelung auf Basis eines modellbasierten Entwurfs soll im Rahmen dieser Arbeit entwickelt werden. Die grundlegenden Sachverhalte im Vergleich mit der Regelung eines großen PKWs ändern sich nicht, weshalb die Ergebnisse für weitere Entwicklungen auf andere Fahrzeuge übertragen werden können.

## 1.1 Aufgabenstellung

Für ein spurgeführtes elektrisches Modellfahrzeug soll eine Querregelung entwickelt werden, welche die Querdynamik des Fahrzeugs über die Vorgabe des Lenkwinkels beeinflusst. Sie soll losgelöst von der Längsregelung realisiert werden.

Die vorhandene einfache Querregelung wurde ohne ein genaues Modell der Regelstrecke erstellt, die Reglerparameter wurden versuchswise ermittelt. Deshalb soll der Fokus dieser Arbeit auf der Systematisierung der Reglerimplementierung liegen. Es soll ein für die Abbildung der Querdynamik geeignetes Fahrzeugmodell erstellt und in MATLAB/Simulink implementiert werden. Auf Basis von Fachliteratur sollen verschiedene Regelungsverfahren evaluiert und das vielversprechendste ausgewählt werden. Der Regler soll in dem ausgewählten Verfahren entworfen, in Software auf dem Modellfahrzeug implementiert und validiert werden. Der C-Code soll dabei mit Hilfe des Embedded Coders aus dem Simulink-Modell des Reglers generiert werden. Der entworfene Regler soll robust gegenüber Modellfehlern sein.

## 1.2 Anforderungen und Einsatzbereich des Reglers

Die vorläufige Hauptaufgabe der Querregelung kann als Bewegzielverfolgung bei konstanter Geschwindigkeit beschrieben werden. Die zu fahrende Strecke ist dem Auto nicht im Voraus bekannt. Die kamerabasierte Fahrspurerkennung liefert lediglich Informationen über einen nächsten Punkt auf der Fahrbahn, der zu erreichen ist. Dies kommt der Verfolgung eines bewegten Ziels gleich.

Die Querregelung soll später jedoch in allen Verkehrssituationen eingesetzt werden können, die dem normalen Straßenverkehr für PKWs vergleichbar sind. Neben dem völlig autonomen Fahren soll die Regelung auch innerhalb eines Spurhalteassistenten sowie für einen Park- und Autobahnpiloten verwendet werden können.

Der Geschwindigkeitsbereich für den Einsatz der Querregelung auf dem Modellfahrzeug erstreckt sich von  $0,1 \dots 5 \frac{m}{s}$ , wobei der praktische Einsatz zunächst nur bei kleinen Geschwindigkeiten bis ca.  $1 \frac{m}{s}$  erfolgen kann. Für höhere Geschwindigkeiten liefert die Fahrspurerkennung noch nicht genügend Messwerte pro Sekunde für die Regelgröße (siehe [3](#)).

## 1.3 Stand der Technik

Die Querregelung von Fahrzeugen ist bereits seit einigen Jahrzehnten Gegenstand der Forschung. Dementsprechend existiert eine Fülle von Publikationen und zu diesem Thema. Es werden verschiedene Verfahren zur Spurführung sowie für die Aufgabe der Querregelung präsentiert, welche z.T. schon praktisch gut erprobt und bis zur Serienreife entwickelt sind.

### Verfahren zur Spurführung

Die Spurerkennung des Fahrzeugs wird in vielen Fällen optisch mit einer Kamera realisiert (z.B. [\[Tsu94\]](#), [\[I<sup>+</sup>06\]](#)). Daneben kommt auch die induktive Führung mit Magnetsensoren zum Einsatz, welche (neben der optischen Führung) schon serienmäßig bei Spurbussen angewendet wird [\[Wikb\]](#). Andere Möglichkeiten der Spurführung sind Laserscanner sowie Präzisionsortungssysteme (oft auf GPS-Basis). In [\[SÖ1\]](#) findet sich eine Übersicht über einige Projekte mit unterschiedlichen Spurführungsverfahren.

### Verfahren zur Querregelung

Für die Aufgabe der Querregelung eines Fahrzeugs werden verschiedene Verfahren vorgestellt. Ein sehr einfaches Verfahren ist die Impulssteuerung, bei der ein Lenkwinkelimpuls generiert wird, wenn sich das Fahrzeug zu weit von der Fahrbahnmitte entfernt. Diese Form der Regelung kann ohne genaue Modellkenntnis erfolgen, ist aber im Hinblick auf das komfortable autonome Fahren nur bedingt geeignet.

Einen großen Bereich nehmen PD- bzw. PID-Regler in unterschiedlichen Strukturen ein, (z.B. [\[SHB13\]](#), [\[I<sup>+</sup>06\]](#), [\[Kra08\]](#)). Hier sind u.a. Projekte von Honda und Toyota bekannt, welche in Söhnitz [\[SÖ1\]](#), S. 8 kurz vorgestellt werden. Die entworfenen Regler liefern z.T. sehr gute Ergebnisse in Testfahrten. Die Parameterierung dieser Regler erfolgt im allgemeinen nicht automatisiert. Der Reglerentwurf und die Parametrierung müssen hier nicht modellbasiert erfolgen, was diese Regler v.a. bei ungenügender Kenntnis der Regelstrecke zu einer guten Wahl macht.

Ein anderes, in verschiedenen Quellen vorgestelltes Regelungsverfahren, ist das der Zustandsregelung (z.B. [\[Wan11\]](#), [\[Kra08\]](#), [\[Yin\]](#)). Der Reglerentwurf erfolgt bei diesem Verfahren modellbasiert und setzt somit eine gute Kenntnis der Regelstrecke voraus. Auch mit diesem Verfahren können sehr gute Ergebnisse erzielt werden, wobei die Reglerauslegung zu einem Großteil automatisiert werden kann.

Mit der Ein-/Ausgangslinearisierung (= feedback linearization) wird ein nichtlineares Verfahren vorgestellt ([\[May01\]](#) ab S. 88, [\[SÖ1\]](#) ab S. 116, [\[WGB08\]](#)), welches dem nichtlinearen Charakter der hier vorliegenden Regelstrecke Rechnung trägt. Für die Anwendung dieses Verfahrens ist allerdings eine sehr genaue Kenntnis der Regelstrecke notwendig, überdies soll es anfällig sein für große Parameterschwankungen.

Neben den genannten Verfahren wurden auch die Anwendung von Fuzzy-Reglern und Neuronalen Netzen für die Querregelung von Fahrzeugen untersucht (vg. [\[SÖ1\]](#), S.7 f.]).

In [\[KÖ9\]](#) werden viele Ansätze zur Querregelung verglichen, wobei zum Großteil PD- und PID-Regler sowie Zustandsregler verwendet werden. Der LQ-Zustandsregler (siehe [6.4.3](#)) wird an einigen Stellen positiv erwähnt.

Für die Auswahl der Regelungsstrategie in dieser Arbeit werden PD-/PID-Regler, Zustandsregelung und Ein-/Ausgangslinearisierung in Betracht gezogen, da diese jeweils in mehreren Quellen beschrieben und gut dokumentiert sind. Diese Regelungsverfahren werden in Kapitel 6.1 nochmals genauer gegenübergestellt.

## 2 Das Velox-Projekt

Das Velox-Projekt ist ein Ausbildungs- und Forschungsprojekt und wird im Embedded Lab des Kompetenzcenter Safety und Systems Engineering der Berner und Mattner Systemtechnik GmbH realisiert. Im Mittelpunkt des Projektes steht die Ausstattung zweier Modellfahrzeuge mit modernen Antriebs- und Fahrerassistenzfunktionen. Hauptprojektziel ist das autonome Fahren der Modellfahrzeuge. Daneben stehen Ziele wie die Ausbildung von Mitarbeitern in der Programmierung von Embedded Systems und der Aufbau von Know-How in der Entwicklung von Steuergeräten für Fahrzeuge.  
(Da beide Modellfahrzeuge die gleiche Ausstattung erhalten sollen, wird im Folgenden das Wort in der Einzahl verwendet.)

### 2.1 Das Modellfahrzeug

Das Grundgerüst des Modellfahrzeugs bildet das Modellauto RC8.2e der Marke Team Associated. Es besitzt ein Buggy-Chassis im Maßstab 1:8. Auf dem Chassis ist eine Aluminiumplatte montiert, auf der sich die Elektronik des Autos befindet. Im Chassis selbst sind die Akkumulatoren sowie Lenkservo und Antriebsmotor untergebracht.

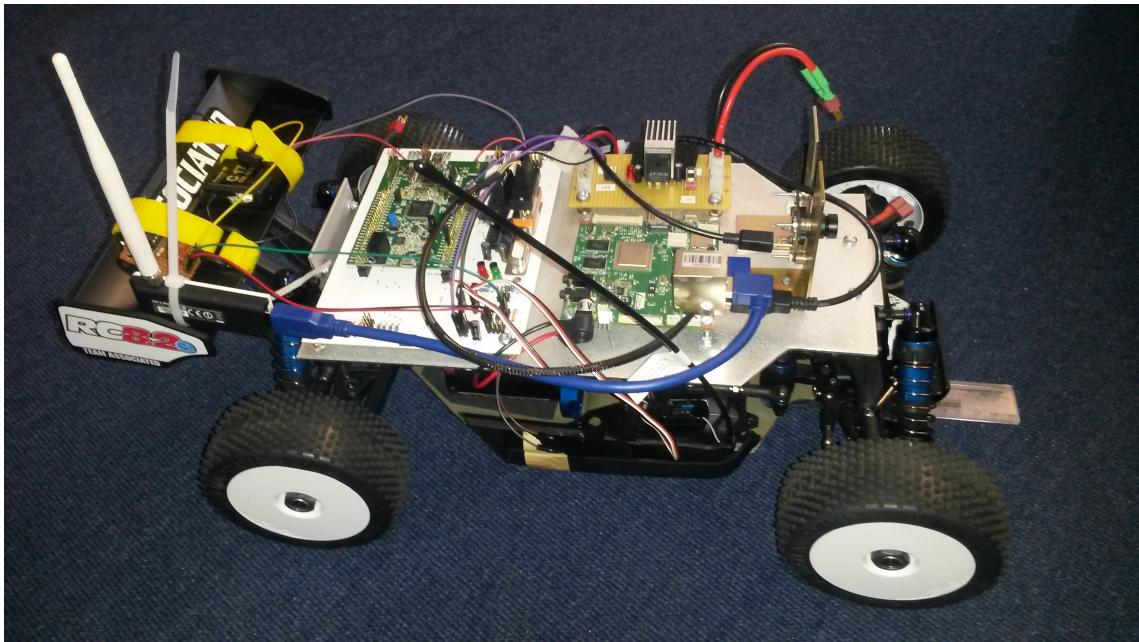


Abbildung 2.1: Das Modellfahrzeug (zu Beginn der Arbeit)

#### Antriebsmotor

Derzeit wird als Antriebsmotor der mitgelieferte Servomotor mit eingebautem Fahrtregler verwendet. Der Fahrtregler kann das Drehmoment und die Geschwindigkeit des Motors jedoch nicht getrennt beeinflussen, was die jetzige Konfiguration für niedrige Geschwindigkeiten ungeeignet macht (Minimalgeschwindigkeit ca. 0,5 m/s). Der Sollwert, der dem

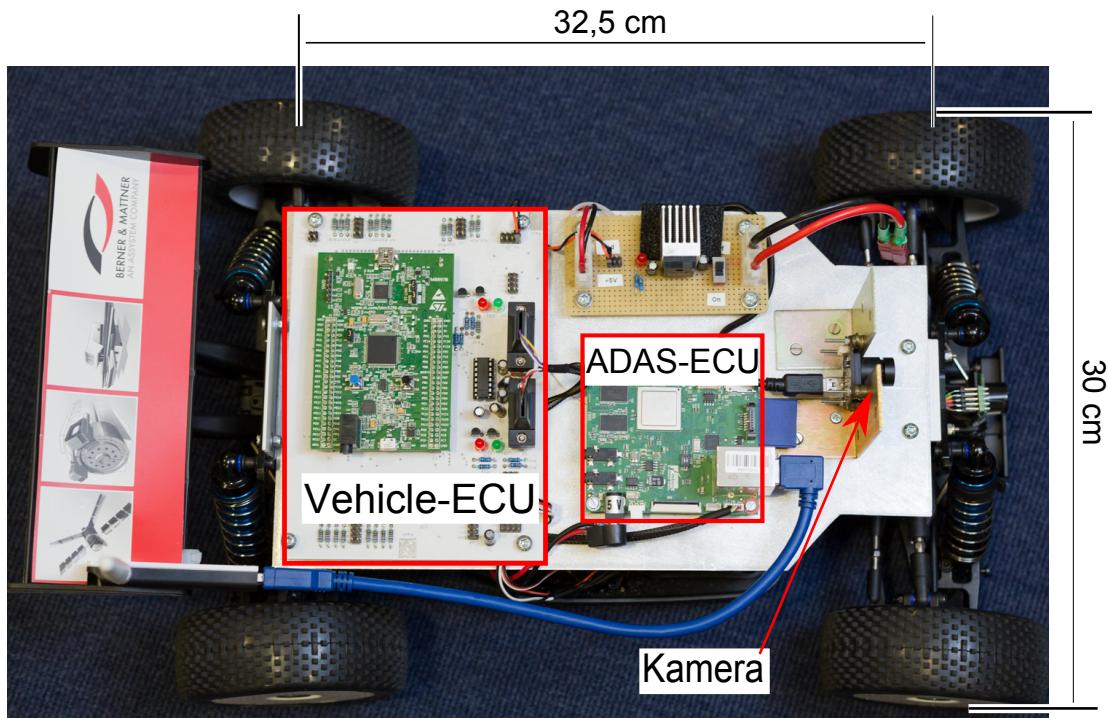


Abbildung 2.2: Draufsicht des Modellfahrzeugs (kurz vor Ende der Arbeit)

Fahrtregler vorgegeben wird, steht nicht in einem festen Verhältnis zur Drehzahl, sondern zur Leistung des Motors. Je nach Beladungszustand und Untergrundbeschaffenheit stellt sich bei gleicher Leistungsvorgabe eine andere Drehzahl ein. Dies stellt einen großen Nachteil dar, da das Fahrzeug noch keinen Geschwindigkeitssensor besitzt. Aus diesem Grund wird der Antrieb zur Zeit auf eine dreiphasige Synchronmaschine umgerüstet, die mittels feldorientierter Regelung<sup>1</sup> geregelt wird. Neben dem Vorteil, nun einen Drehzahlsollwert (auch für sehr kleine Geschwindigkeiten) vorgeben zu können, liefert ein Geber am neuen Motor dessen IST-Drehzahl, aus der die Bewegungsgeschwindigkeit des Autos gewonnen werden kann.

### Lenkungs-Servomotor

Das Lenkgetriebe wird von einem Servomotor des Typs XP DS1510MG angetrieben, der folgende Leistungsdaten besitzt (vgl. [Tea]):

- Spannungsversorgung: 4,8 ... 6 V
- Drehmoment bei 6 V: 10,0 kg cm
- Geschwindigkeit bei 6 V: 0,15 s/60°

Der Servomotor wird mit einer Spannung von 5 V versorgt. Die maximalen Lenkwinkel betragen bei diesem Fahrzeug  $\pm 37,5^\circ$ .

<sup>1</sup>field orientated control (FOC)

## Electronic Control Units

Auf der Aluminiumplatte befinden sich zwei Prozessorboards, welche als ECUs <sup>2</sup> bezeichnet werden:

- Ein **Sabrelite Entwicklungsboard** mit einem 0,8 GHz Quad-Core ARM Cortex-A9-Prozessor und einem Linux-Betriebssystem für rechenintensive Aufgaben. Dieses Board wird als **ADAS-ECU** <sup>3</sup> bezeichnet. Auf diesem Board läuft das Programm der Fahrspurerkennung, welches die Bilder der angeschlossenen Frontkamera auswertet. Ein angeschlossener W-LAN-Stick stellt ein Drahtlosnetzwerk bereit und erlaubt so den drahtlosen Zugriff auf das Board.
- Die **Vehicle-ECU**, welche die Steuerung und Regelung der Motorfunktionen übernimmt. Sie besteht aus einem **STM32F4-Discovery-Board** mit einem 168 MHz 32-bit ARM Cortex-M4F Prozessor, welches zur Bereitstellung der physikalischen Verbindungen und zur Signalkonditionierung auf einer Trägerplatine befestigt ist.

Vehicle-ECU und ADAS-ECU kommunizieren über ein selbst entwickeltes, overheadarmes Kommunikationsprotokoll, welches die UART-Schnittstelle benutzt.

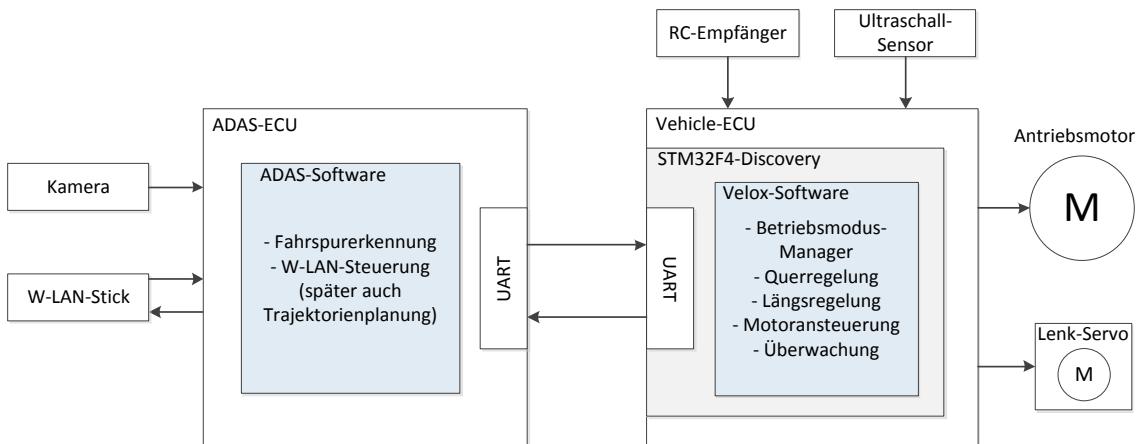


Abbildung 2.3: Übersicht Velox-Fahrzeug

## Sensorik

Die Sensorik des Autos besteht derzeit aus einer Frontkamera für die Fahrspurerkennung und einem Ultraschallsensor, welcher zur Realisierung einer ACC <sup>4</sup> eingesetzt wird.

<sup>2</sup>Electronic Control Unit, deutsch: elektronisches Steuergerät

<sup>3</sup>ADAS = Advanced Driver Assistance Systems, deutsch: Fahrerassistenzsysteme

<sup>4</sup>Adaptive Cruise Control, deutsch: Abstandsregeltempomat

## 2.2 Einordnung der Querregelung in die Systemarchitektur

Das Velox-Projekt wird mit den Methoden des Systems Engineering realisiert und soll beispielhaft für ein mit Hilfe des Systems Engineering verwirklichtes, komplexes Projekt stehen.

Das Systems Engineering steht dabei für die ganzheitliche Betrachtung eines Systems und beschreibt einen strukturierten Entwicklungsprozess, in dem alle Disziplinen beteiligt sind. Dabei werden sowohl technische als auch wirtschaftliche Aspekte über den gesamten Produktzyklus hinweg betrachtet. (vgl. [Wei08], S. 11)

Die frühe Einordnung des Teilsystems in die Gesamtarchitektur sowie die klare Definition von Schnittstellen und Anforderungen sind Kernpunkte des Systems Engineering. So soll das optimale Zusammenspiel der Systemkomponenten und damit eine gute Funktion des Gesamtsystems gewährleistet werden.

Abbildung 2.4 ist eine Mischform aus funktionaler und technischer Architektur des Velox-Projektes, da die Funktionsblöcke den einzelnen Prozessorboards zugeordnet werden. Der Block Querregelung, der Gegenstand dieser Arbeit ist, ist farblich hervorgehoben.

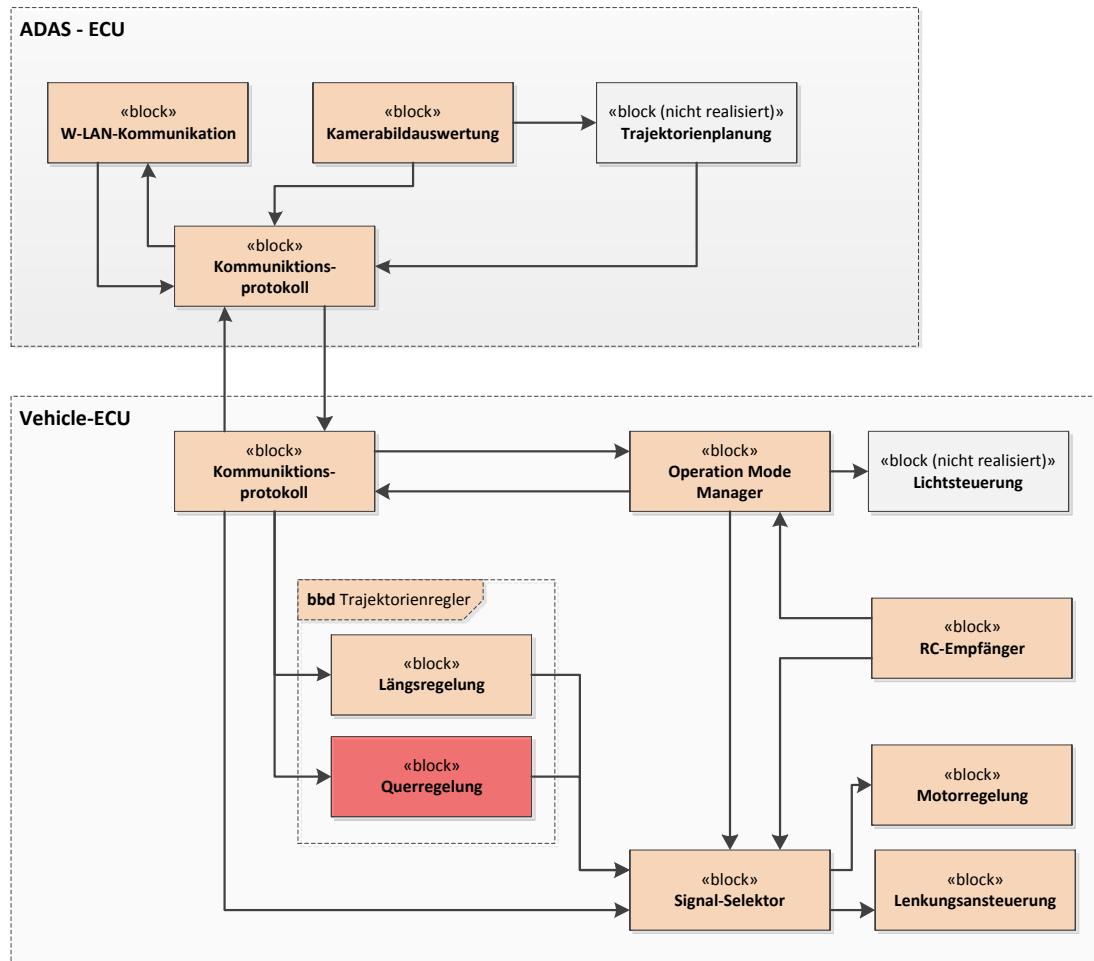


Abbildung 2.4: Funktionale Gesamtarchitektur zu Beginn der Arbeit

Die Bahnfolgeregelung bzw. Querregelung stellt innerhalb der Velox-Applikation den Funktionsblock „latctrl“ (lateral control, dt. Querregelung) dar. Abbildung 2.5 zeigt den Aus-

schnitt aus der softwareseitigen Signal- und Funktionsblockarchitektur, der für die Einordnung des Moduls latctrl von Bedeutung ist. Der Block latctrl erhält über das Kommunikationsprotokoll (comprot) die Messwerte der Fahrpurerkennung, die auf der ADAS-ECU ausgeführt wird, und generiert daraus einen Lenkwinkel, der an den Signal-Selektor (stangsel, steering angle selector) weitergeleitet wird. Dieser Block leitet je nach Operationsmodus eines der anliegenden Lenkwinkelsignale an den Block stangproc (steering angle processing) weiter, der das Signal aufbereitet und es an den Treiber für den Lenkservo weitergibt.

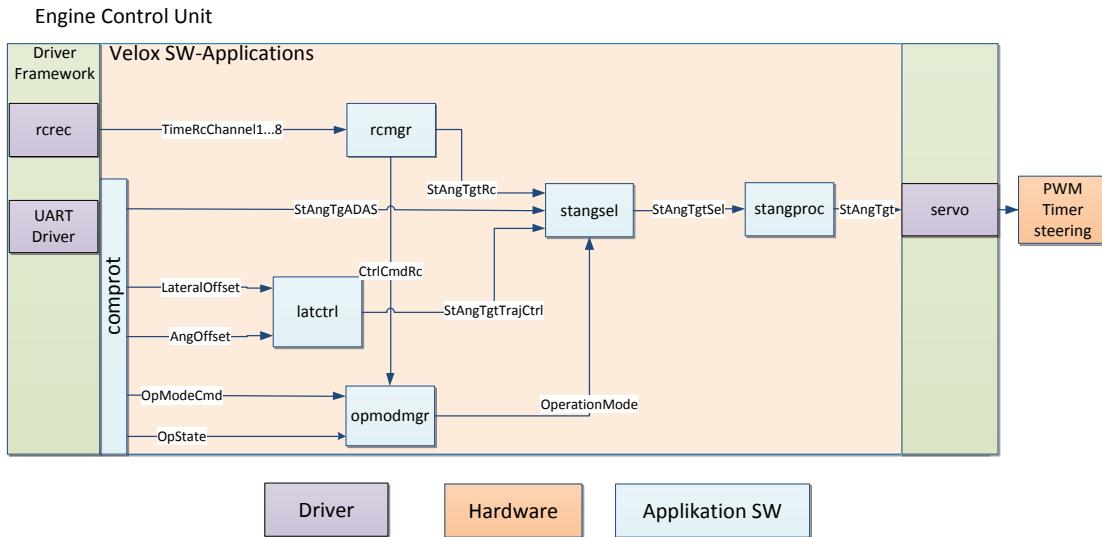


Abbildung 2.5: Signal- und Funktionsblockübersicht (Ausschnitt, vereinfacht)

## 2.3 Velox Software-Applikation

Die Velox-Software wird auf dem STM32F4-Discovery-Board ausgeführt und beinhaltet alle Funktionen zur Regelung bzw. Steuerung von Lenkservo und Antriebsmotor. Die Architektur der Software besteht aus verschiedenen Schichten (Layern), die hierarchisch geordnet sind (siehe Abbildung 2.6). Jeder Layer darf nur auf Layer in derselben sowie in darunter liegenden Schichten zugreifen.

Das Softwaremodul der Querregelung befindet sich in dem Application Layer. Die Signale, die von den Modulen des Application Layer benutzt werden, werden durch den Signalpool (System Layer) bereitgestellt. Der Scheduler (System Layer) steuert die periodische Ausführung der Funktionen. Benötigte Parameter sind im Parametersystem des System Layer hinterlegt. Das von der Querregelung berechnete Lenkwinkelsignal wird zunächst von anderen Modulen der Application Layer verarbeitet und dann an Module des Device Driver Layer und Periphery Driver Layer weitergegeben, um ein Hardware-PWM-Signal zu erzeugen, welches den Lenkservo ansteuert.

### Betriebsmodi

Das Softwaremodul „Operation Mode Manager“, welches sich in dem Application Layer befindet, schaltet je nach Betriebszustand zwischen drei Modi um:

- RC Control: In diesem Modus wird das Auto über die Fernsteuerung gesteuert. Die

von der Fernsteuerung empfangenen Signale werden an Antriebs- und Lenkservo weitergeleitet.

- ADAS Control: In diesem Modus werden die von der ADAS-ECU empfangenen Steuersignale weitergeleitet. Das Fahrzeug kann in diesem Modus mit den Pfeiltasten eines Computers gesteuert werden, der über W-LAN mit der ADAS-ECU verbunden ist.
- Trajectory Control: In diesem Modus empfängt die Vehicle-ECU die Messwerte der Fahrspurerkennung von der ADAS-ECU. Der Funktionsblock "latctrl" verarbeitet diese Daten und generiert einen Solllenkwinkel, der an den Lenkservo weitergeleitet wird.

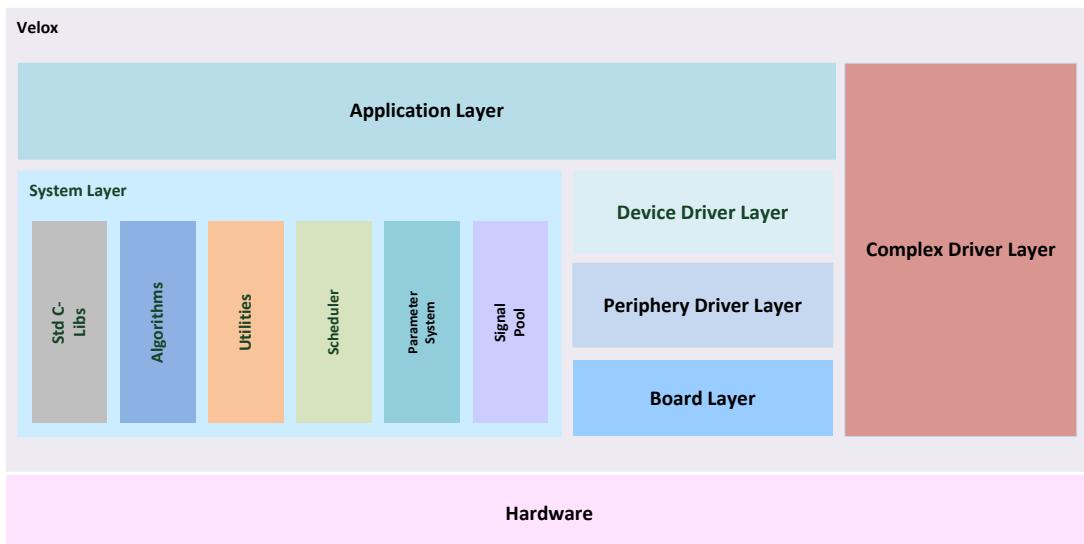


Abbildung 2.6: Velox Software-Architektur

### Aufruf des Softwaremoduls der Querregelung

Unabhängig vom Betriebsmodus wird das Softwaremodul der Querregelung zyklisch (alle 20 ms) durch den Scheduler aufgerufen. Der vom Modul generierte Lenkwinkel wird jedoch nur im Trajectory Control Modus weitergeleitet. Die betriebsmodusabhängige Weiterleitung eines der Lenkwinkelsignale wird in der Softwarekomponente „Steering Angle Selector“ realisiert.

## 2.4 Definition der Schnittstellen des Softwareblocks latctrl

Zur Einordnung des Funktionsblocks latctrl ist die Definition der Ein- und Ausgangsschnittstelle von Bedeutung. Alle Signale werden über Pointer-Variablen ausgetauscht, die durch den Signalpool bereitgestellt werden.

### Eingang

Benötigte Eingangsgrößen sind die Querabweichung  $q$  und der Kurswinkelfehler  $\theta$ , welche dem Funktionsblock in der bereits existierenden Version zugeführt werden. Die Fahrspurer-

kennung liefert diese Größen in den Einheiten *cm* bzw. *Grad*. Die neu entwickelte Regelung benötigt darüber hinaus die IST-Geschwindigkeit  $v$  des Fahrzeugs.

Größe	Signalname (Pointer)	Einheit
Querabweichung $q$	pAngOffset_latctrl	cm
Kurswinkelfehler $\theta$	pLateralOffset_latctrl	Grad
Sollgeschwindigkeit $v_{Soll}$	pVehSpdAct_latctrl	$m/s$

Tabelle 2.1: Eingangsgrößen der Querregelung

## Ausgang

Die Ausgangsgröße des Moduls Querregelung ist der Soll-Lenkwinkel  $\delta$  in Grad.

Größe	Signalname (Pointer)	Einheit
Solllenkwinkel $\delta$	pStAngTgtLatCtrl_latctrl	Grad

Tabelle 2.2: Ausgangsgröße der Querregelung



### 3 Fahrspurerkennung

Die Fahrspurerkennung (FSE) wurde in einer vorhergehenden Masterarbeit implementiert [Kni14]. In den von der Frontkamera gelieferten Bildern werden die Fahrspuren als Kanten detektiert. Querabweichung  $q$  zur Fahrspurmitte und Kurswinkelfehler  $\theta$  zur Tangente an die Fahrspur werden ermittelt.

Zur Ermittlung der Querabweichung wird eine Linie durch das Kamerabild gelegt, welche senkrecht zur Längsachse des Fahrzeugs steht. Die Strecke von der Längsachse bis zum Schnittpunkt der Linie mit der ermittelten Fahrbahnmitte ist die ermittelte Querabweichung. In Abbildung 3.1 ist zu erkennen, dass sich die ermittelte Querabweichung mit der Vorausschaudistanz ändert. Der Messwert der Querabweichung bezieht sich auf einen Punkt, der sich in einer Distanz von ca. 20 cm vor der Vorderachse des Fahrzeugs befindet. Bedingt durch die Montage der Frontkamera ist das der dem Fahrzeug nächstgelegene Streckenpunkt, der auf dem Kamerabild zu sehen ist und damit ausgewertet werden kann.

Die Fahrspurerkennung geht in ihrer jetzigen Version davon aus, dass die Sollbahn aus Geradensegmenten besteht (es werden nur Geraden detektiert). Dadurch werden der Kurswinkelfehler, vor allem aber die Querabweichung in Kurven nicht richtig ermittelt. Der Fehler ist dabei umso größer, je enger die Kurve ist.

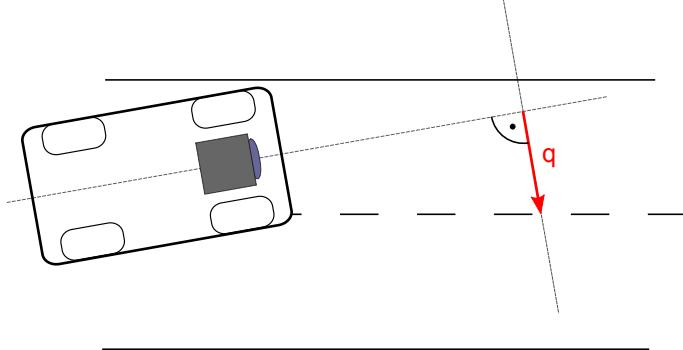


Abbildung 3.1: Ermittlung der Querabweichung  $q$

Dadurch, dass von der Fahrspurerkennung nur Geraden detektiert werden, wird der Kurswinkelfehler im Bezug auf den Teil der Kurve ermittelt, der als Gerade detektiert wird. Dadurch unterscheidet sich der gelieferte Wert sich von dem tatsächlichen in Kurven.

Die Fahrspurerkennung liefert Messwerte mit einer variablen fps-Rate (frames per second), da je nach Bildmaterial die benötigte Zeit für die Bildauswertung variiert. Die fps-Rate beträgt bei den durchgeführten Tests meist ca. 20  $fps$ , kann jedoch kurzzeitig das halbe bzw. das doppelte betragen.

Das Programm der Fahrspurerkennung wird auf der ADAS-ECU ausgeführt. Die Messwerte werden durch das Kommunikationsprotokoll zyklisch (alle 10  $ms$ ) an die Vehicle-ECU übermittelt (unabhängig davon, ob alte oder neue Messwerte vorliegen). Zusätzlich zur

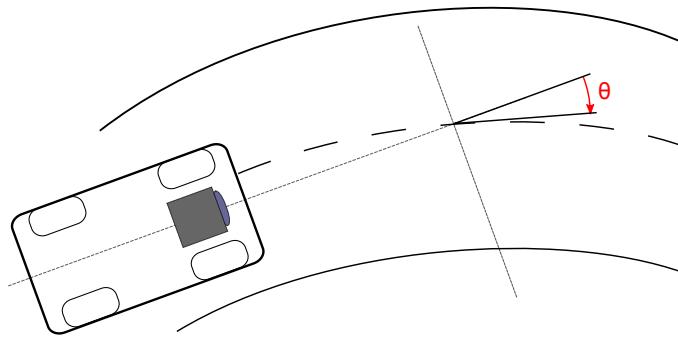


Abbildung 3.2: Ermittlung des Kurswinkelfehlers  $\theta$

nicht zu vernachlässigenden Totzeit der Fahrspurerkennung kommt so ein weiterer Zeitversatz für die Übermittlung der Messwerte.

Herausforderungen und Limitierungen für die Entwicklung der Querregelung ergeben sich aus der variablen Frequenz, sowie aus der generell niedrigen Geschwindigkeit der Fahrspurerkennung (durchschnittliche fps-Rate), die mit einer großen Totzeit einhergeht. Zudem sind die Messwerte in Kurven fehlerhaft.

Da bislang nur ein Punkt auf der Fahrbahn ausgewertet wird, kann die vor dem Fahrzeug liegende Strecke nicht rekonstruiert werden, was für die Ermittlung der Sollbahnkrümmung und damit die Realisierung einer Vorsteuerung nötig wäre.

## 4 Vorhandene Querregelung

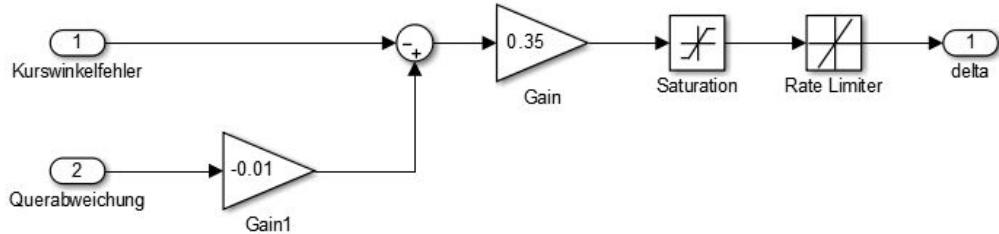


Abbildung 4.1: vorhandener Regler

Um erste Versuchsfahrten mit dem Modellfahrzeug durchführen zu können, wurde bereits vor Beginn dieser Arbeit eine einfache Querregelung entwickelt, welche in Abbildung 4.1 dargestellt ist.

Der Kurswinkelfehler wird hier mit der gewichteten Querabweichung addiert, anschließend bildet ein P-Regler den Lenkwinkelsollwert. Bei der Entwicklung dieses Reglers wurde vereinfachend angenommen, dass der Kurswinkelfehler proportional zur Ableitung der Querabweichung ist<sup>1</sup>. Im Sinne dieser Überlegung kann die vorhandene Regelung als PD-Regler für die Querabweichung gesehen werden. Da der Reglerentwurf nicht modellbasiert erfolgte, wurden die Reglerparameter in Versuchsfahrten gefunden. Das Fahrzeug ist mit der vorhandenen Regelung in der Lage, einen Parcours mit einem minimalen Kurvenradius von ca. 1 m mit einer konstanten Geschwindigkeit von ca. 0,7 m/s entlangzufahren, wobei das Lenkverhalten relativ ruhig ist.

Um den Einfluss der Eingangsgrößen auf das Regelverhalten zu prüfen, wurden die Regler-Parameter testweise verändert. Dabei stellte sich heraus, dass die Querabweichung mit der anfangs eingestellten Reglerverstärkung so gut wie keinen Einfluss auf die Bildung des Solllenkwinkels hat. In die vorhandene Regelung geht vor allem der Kurswinkelfehler ein. Probeweise wurde der Winkelfehler zu Null gesetzt und die Verstärkung des P-Reglers für die Querabweichung erhöht. Das Regelverhalten war nun viel unruhiger, zudem verschlechterte sich die Regelgüte. Dies überrascht zunächst, da die Annahme, der Kurswinkelfehler sei proportional zur Ableitung der Querabweichung, nahelegt, dass das unruhige Verhalten von dem Kurswinkelfehler verursacht wird. Die Kombination aus Winkelfehler und stärker gewichteter Querabweichung lieferte ein Verhalten, das dynamischer (und unruhiger) war als das mit den ursprünglichen Einstellungen.

Das beobachtete Verhalten kann mit dem Messwertrauschen der Eingangssignale erklärt werden, welche bislang nicht gefiltert werden. Vor allem die Messwerte für die Querabweichung sind verrauscht, weshalb die Regelung mit stärkerer Gewichtung der Querabweichung unruhiger wird. Zudem wird die Querabweichung in Kurven nicht exakt ermittelt (siehe 3), was sich zusätzlich ungünstig auswirkt. Das relativ ruhige (und träge) Verhalten der vorhandenen Regelung, in die quasi nur der Kurswinkelfehler eingeht, ist mit dem Er-

<sup>1</sup>in Kapitel 5.3 sind die vollständigen Zusammenhänge dargestellt

mittlungsverfahren des Kurswinkelfehlers durch die Fahrspurerkennung zu erklären. Diese interpoliert zwischen mehreren ausgewerteten Streckensegmenten (es werden nur Geraden detektiert). Durch diese Interpolation ist das Signal des Kurswinkelfehlers weniger verrauscht als das der Querabweichung.

Da die vorhandene Regelung mit den aktuell eingestellten Parametern quasi nur den Kurswinkelfehler regelt, kann sie eine Anfangsquerabweichung nicht (oder nur sehr langsam) ausregeln. Weil das Fahrzeug zu Fahrtbeginn immer in die Mitte der Fahrbahn gesetzt wurde, fiel das bisher nicht weiter auf.

# 5 Modellbildung

Der Entwurf der Regelung soll modellbasiert erfolgen. Aus diesem Grund werden in diesem Kapitel die Fahrzeugquerdynamik und die Lenkaktorik, sowie die Dynamik von Querabweichung und Kurswinkelfehler modelliert.

## 5.1 Modellierung der Querdynamik mit dem Einspurmodell

Da die Querregelung die Querdynamik des Fahrzeugs beeinflusst, muss zunächst ein Modell gefunden werden, welches die Querdynamik in normalen Verkehrssituationen gut abbildet. Das von Riekert und Schunck entwickelte Einspurmodell (ESM) erfüllt diese Anforderung bei gleichzeitig niedriger Modellkomplexität. Es ist beispielsweise in [vgl. [SÖ1], S.37 ff; [Mit90]] beschrieben.

Bei dem Einspurmodell werden die Räder der Vorder- bzw. Hinterachse jeweils zu einem Rad zusammengefasst. Der Fahrzeugschwerpunkt liegt in Fahrbahnhöhe. Das Modelfahrzeug besitzt eine Vorderradlenkung, d.h. der Lenkwinkel  $\delta$  entspricht dem Vorderradeinschlagwinkel  $\delta_v$ . Es werden nur Bewegungen um die Hochachse des Fahrzeugs (Gierbewegungen) modelliert.

Durch die getroffenen Vereinfachungen wird das Fahrzeug auf seine grundlegenden physikalischen Vorgänge reduziert. Für die Abbildung der Querdynamik in normalen Verkehrssituationen - und für diese soll der Regler ausgelegt werden - ist das jedoch ausreichend.

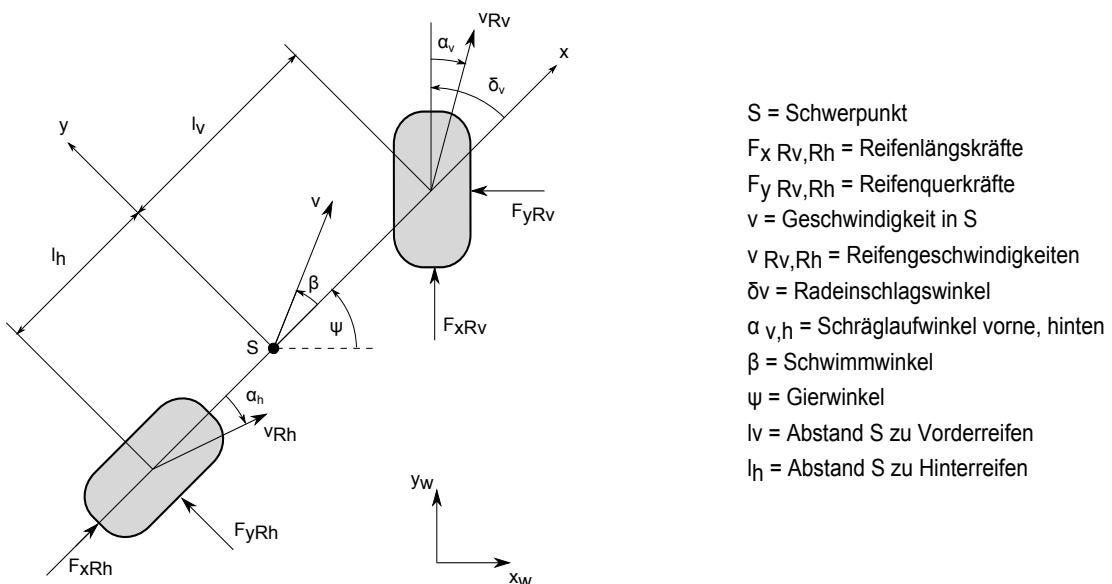


Abbildung 5.1: Einspurmodell

Die Kräftegleichgewichte für das Vorderrad ergeben sich zu:

$$F_{xv} = F_{xRv} \cos \delta_v - F_{yRv} \sin \delta_v \quad (5.1)$$

$$F_{yv} = F_{xRv} \sin \delta_v + F_{yRv} \cos \delta_v \quad (5.2)$$

Für das Hinterrad, welches immer längs zur Fahrzeuglängsachse (x-Achse) ausgerichtet ist, gilt:

$$F_{xh} = F_{xRh} \quad (5.3)$$

$$F_{yh} = F_{yRh} \quad (5.4)$$

Die Kräftegleichgewichte für x- und y-Achse lauten somit:

$$m \dot{v}_x = F_{xRv} \cos \delta_v - F_{yRv} \sin \delta_v + F_{xRh} + m \dot{\psi} v_y \quad (5.5)$$

$$m \dot{v}_y = F_{xRv} \sin \delta_v + F_{yRv} \cos \delta_v + F_{yRh} - m \dot{\psi} v_x \quad (5.6)$$

Die  $(m \dot{\psi} v)$  - Terme berücksichtigen den Beitrag der Drehung des fahrzeugfesten Koordinatensystems zur Beschleunigung. Für die Querdynamik sind nur die Kräfte in y-Richtung, also Gleichung 5.6, interessant.

Das Momentengleichgewicht um den Fahrzeugschwerpunkt S lautet

$$J_\psi \ddot{\psi} = (F_{xRv} \sin \delta_v + F_{yRv} \cos \delta_v) \cdot l_v - F_{yRh} \cdot l_h \quad (5.7)$$

### 5.1.1 Lineares dynamisches Einspurmodell (DESM)

Die Geschwindigkeit wird beim linearen dynamischen Einspurmodell (DESM) nicht als Zustandsgröße, sondern als langsam veränderlicher Parameter betrachtet. Weiterhin wird der Radeinschlagswinkel  $\delta_v$  als so klein angenommen, dass die Wirkung der Antriebskraft  $F_{xRv}$  auf die Querbewegung vernachlässigt werden kann.

Die Gleichungen 5.6 und 5.7 vereinfachen sich dadurch zu:

$$m \dot{v}_y = F_{yRv} \cos \delta_v + F_{yRh} - m \dot{\psi} v_x \quad (5.8)$$

$$J_\psi \ddot{\psi} = F_{yRv} \cos \delta_v \cdot l_v - F_{yRh} \cdot l_h \quad (5.9)$$

Das linearisierte Einspurmodell ist durch die getroffenen Vereinfachungen nur auf autobahnähnlichen Straßen bzw. in Situationen, in denen sich das Fahrzeug im linearen Bereich befindet, gültig. (vgl. [SÖ1], S. 43) Dies ist nach [SHB13], S.224 bei trockener Fahrbahn bis zu Querbeschleunigungen von

$$a_y \approx 4 \frac{m}{s^2}$$

der Fall.

Der Winkel zwischen Fahrzeuglängsachse und dem Geschwindigkeitsvektor im Fahrzeug-

schwerpunkt wird als Schwimmwinkel  $\beta$  bezeichnet.

$$\beta = \arctan \left( \frac{v_y}{v_x} \right) \quad (5.10)$$

Damit ergeben sich die Komponenten  $v_x$  und  $v_y$  der Fahrzeuggeschwindigkeit  $v$  zu

$$v_x = v \cdot \cos \beta \quad v_y = v \cdot \sin \beta \quad (5.11)$$

Des Weiteren werden der vordere und hintere Schräglaufwinkel  $\alpha_v$  und  $\alpha_h$  eingeführt. Sie beschreiben den Winkel zwischen der Reifenlängsachse und dem Geschwindigkeitsvektor im Reifenaufstandspunkt.

$$\alpha_v = \delta_v - \arctan \left( \frac{l_v \dot{\psi} + v \sin \beta}{v \cos \beta} \right) \quad (5.12)$$

$$\alpha_h = \arctan \left( \frac{l_h \dot{\psi} - v \sin \beta}{v \cos \beta} \right) \quad (5.13)$$

Die Schräglaufwinkel sind ein Maß für die Übertragung der Querkraft auf die Fahrbahn. In Abbildung 5.2 ist die Beziehung zwischen Schräglaufwinkel und übertragener Querkraft dargestellt. Der lineare Bereich der Kennlinie wird in normalen Verkehrssituationen nicht verlassen. Für das lineare Einspurmodell gilt damit die Vereinfachung, dass die von den Reifen übertragenen Kräfte in Querrichtung linear abhängig von den Schräglaufwinkel sind. Damit können die Querkräfte an Vorder- und Hinterreifen durch folgende Gleichungen ausgedrückt werden:

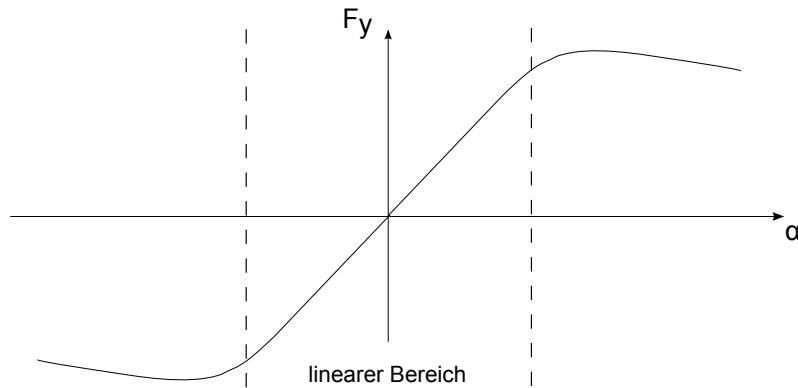


Abbildung 5.2: Zusammenhang zwischen Schräglaufwinkel und Querkraft

gen ausgedrückt werden:

$$F_{yRv} = c_v \cdot \alpha_v \quad F_{yRh} = c_h \cdot \alpha_h \quad (5.14)$$

Darin sind  $c_v$  und  $c_h$  die Schräglaufstifigkeiten vorne und hinten.

Die Beziehungen (5.11) bis (5.14) werden unter der Annahme kleiner Winkel <sup>1</sup> vereinfacht und dann in die Grundgleichungen (5.8) und (5.9) eingesetzt.

$$v_x = v \quad v_y = v \cdot \beta \quad (5.15)$$

$$\alpha_v = \delta_v - \beta - \frac{l_v \dot{\psi}}{v} \quad (5.16)$$

$$\alpha_h = -\beta + \frac{l_h \dot{\psi}}{v} \quad (5.17)$$

$$F_{yRv} = c_v \cdot \left( \delta - \beta - \frac{l_v \dot{\psi}}{v} \right) \quad (5.18)$$

$$F_{yRh} = c_h \cdot \left( -\beta + \frac{l_h \dot{\psi}}{v} \right) \quad (5.19)$$

Dadurch ergibt sich das lineare Einspurmodell, welches in der Zustandsraumdarstellung

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} u(t) \quad (5.20)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{x}(t) + \mathbf{d} u(t) \quad (5.21)$$

dargestellt wird, zu

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{c_v + c_h}{mv} & \frac{c_h l_h - c_v l_v}{mv^2} - 1 \\ \frac{c_h l_h - c_v l_v}{J_z} & -\frac{c_h l_h^2 + c_v l_v^2}{J_z v} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{c_v}{mv} \\ \frac{c_v l_v}{J_z} \end{bmatrix} \cdot \delta_v \quad (5.22)$$

$$\begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \delta_v \quad (5.23)$$

Der Zustandsvektor  $x$  wird hier aus dem Schwimmwinkel  $\beta$  und der Gierrate  $\dot{\psi}$  gebildet, Eingangsgröße ist der Vorderradeinschlagswinkel  $\delta_v$ . Das System besitzt keinen Durchgriff  $d$ .

Bei Serienfahrzeugen ist der am Lenkrad eingestellte Handlenkwinkel  $\delta_L$  mit dem Radeinschlagswinkel  $\delta_v$  über die Lenkwinkelübersetzung  $i_L$  verbunden. Diese entfällt hier, da das Modellfahrzeug kein Lenkrad besitzt. Der Lenkwinkel wird hier direkt vorgegeben.

---

<sup>1</sup>Kleinwinkelnäherung:  $\sin \beta = \beta$ ,  $\cos \beta = 1$

### 5.1.2 Kinematisches Einspurmodell (KESM)

Das in Abschnitt 5.1.1 vorgestellte lineare dynamische Einspurmodell besitzt eine Singularität bei der Geschwindigkeit  $v = 0$  und gilt deshalb nicht für sehr kleine Geschwindigkeiten. Hier eignet sich ein nochmals vereinfachtes Modell, das kinematische Einspurmodell (KESM). (vgl. [Wer10], [Keh07])

Alle Querkräfte werden hier zu Null angenommen. Der Schwimmwinkel  $\beta$  ist ebenfalls gleich Null, das Fahrzeug bewegt sich für kleine Geschwindigkeiten immer in Richtung seiner Längsachse. Auch hier wird die Geschwindigkeit nicht als Zustandsgröße, sondern als langsam veränderlicher Parameter vorgegeben. Da der Schwimmwinkel  $\beta = 0$  ist, bleibt als einziger veränderlicher Zustand die Giergeschwindigkeit  $\dot{\psi}$ . Diese wird beschrieben durch

$$\dot{\psi} = \frac{v}{l} \tan \delta \quad (5.24)$$

Dieses Modell wird hier nur der Vollständigkeit halber erwähnt. Die Mindestgeschwindigkeit für den Einsatz der Querregelung beträgt  $0,1 \text{ m/s}$ , hier kann das DESM noch verwendet werden.

## 5.2 Fahrzeugbewegung

Für spätere Simulationen ist die Bewegung des Fahrzeugs von Interesse. Interessierende Größen sind die Fahrzeuggeschwindigkeit und -beschleunigung in x- und y- Richtung, sowie die Position des Fahrzeugs. Geschwindigkeiten und Beschleunigungen werden zunächst im fahrzeugfesten Koordinatensystem berechnet und müssen zur Positionsbestimmung in das Weltkoordinatensystem transformiert werden. Die Größen im Weltkoordinatensystem werden mit dem zusätzlichen Index  $W$  bezeichnet.

Die fahrzeugfesten Geschwindigkeitskomponenten sind

$$v_x = v \cdot \cos \beta \quad v_y = v \cdot \sin \beta \quad (5.25)$$

Bei der Berechnung der auf das Fahrzeug wirkenden Beschleunigungen muss die Gierrate und damit die Drehgeschwindigkeit des fahrzeugfesten Koordinatensystems berücksichtigt werden:

$$a_y = \dot{v}_y + v_x \dot{\psi} \quad (5.26)$$

$$a_x = \dot{v}_x - v_y \dot{\psi} \quad (5.27)$$

Für die Geschwindigkeiten im Weltkoordinatensystem gilt:

$$v_{xW} = v \cdot \cos(\beta + \psi) \quad (5.28)$$

$$v_{yW} = v \cdot \sin(\beta + \psi) \quad (5.29)$$

Die Position des Fahrzeugs ist damit

$$\begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}_W = \begin{bmatrix} \int v_{xW} dt + x_{0W} \\ \int v_{yW} dt + y_{0W} \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

### 5.3 Querabweichungs- und Kurswinkelfehlertodynamik

Wichtige Größen für die Querregelung sind die Querabweichung  $q$  und der Kurswinkelfehler  $\theta$ . Diese Größen beschreiben die Lage und Ausrichtung des Fahrzeugs im Bezug zur Sollbahn. Daher muss ihre Dynamik modelliert werden. Dies ist zum Beispiel in [Ack93], S.15 ff. beschrieben. Hier werden die linearisierten Gleichungen dargestellt, die in dieser Arbeit verwendet werden.<sup>2</sup>

Abbildung 5.3 zeigt die Definition der Größen. Die Querabweichung orientiert sich am fahrzeugfesten Koordinatensystem und ist in diesem Beispiel negativ.

Die Dynamik des Kurswinkelfehlers ist von der Giergeschwindigkeit  $\dot{\psi}$ , der Krümmung der Sollbahn  $\kappa$  und der Geschwindigkeit  $v$  des Fahrzeugs abhängig.

$$\dot{\theta} = -\dot{\psi} + v \kappa \quad (5.31)$$

Die Krümmung ist der Kehrwert des Bahnradius. Sie ist für Linkskurven positiv, für Rechtskurven negativ definiert.

$$\kappa = \frac{1}{R} \quad (5.32)$$

Die Dynamik der Querabweichung ist von der Geschwindigkeit, dem Schwimmwinkel  $\beta$  und dem Kurswinkelfehler abhängig. Für den Fall, dass die Querabweichung in einer Vorausschauristanz  $D$  vor dem Fahrzeugschwerpunkt gemessen bzw. beobachtet wird, hat auch die Giergeschwindigkeit einen Einfluss, der mit wachsender Vorausschaudistanz steigt.

$$\dot{q} = -v \beta - D \dot{\psi} + v \theta \quad (5.33)$$

---

<sup>2</sup>Vorzeichenunterschiede zur Quelle ergeben sich aus der Definition der Richtung der Größen

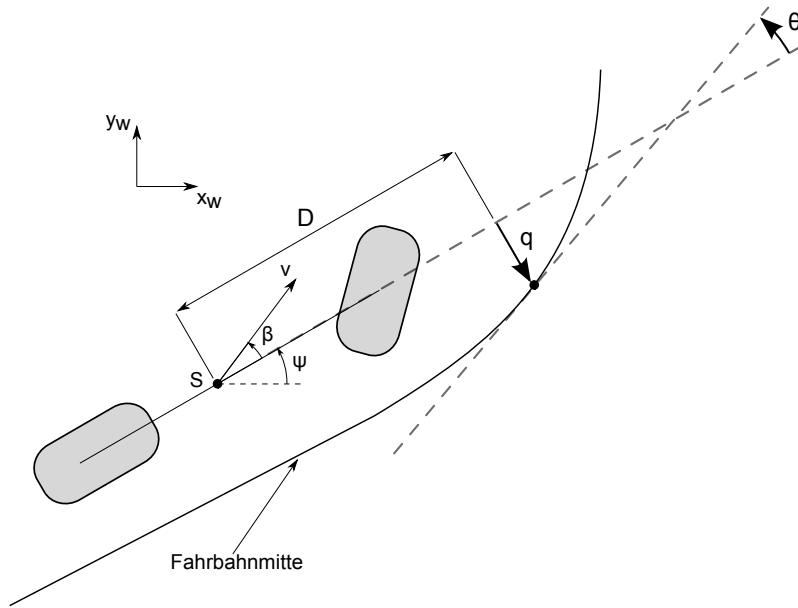


Abbildung 5.3: Querabweichung und Kurswinkelfehler

## 5.4 Modellsystem der Regelstrecke

Das Modell des zu regelnden Systems beinhaltet neben dem Einspurmodell die Querabweichung und den Kurswinkelfehler. Die Zustandsdarstellung des Einspurmodells

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{c_v + c_h}{mv} & \frac{c_h l_h - c_v l_v}{mv^2} - 1 \\ \frac{c_h l_h - c_v l_v}{J_z} & -\frac{c_h l_h^2 + c_v l_v^2}{J_z v} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{c_v}{mv} \\ \frac{c_v l_v}{J_z} \end{bmatrix} \cdot \delta_v \quad (5.34)$$

erfolgt aus Gründen der Übersichtlichkeit weiterhin in folgender Form:

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} \cdot \delta_v \quad (5.35)$$

Das ergänzte System ergibt sich dadurch zu

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ -v & -D & v & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \beta \\ \dot{\psi} \\ \theta \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \delta_v + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ v \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \kappa \quad (5.36)$$

Zudem wird das System um das Verhalten des Lenkservomotors ergänzt. Dieser wird als PT1-Glied modelliert. Die Differentialgleichung für den Vorderradeinschlag  $\delta_v$  lautet

$$\dot{\delta}_v = -\frac{\delta_v}{T_L} + \frac{\delta}{T_L} \quad (5.37)$$

Die Regelung gibt den Lenkwinkel  $\delta$  vor, der von dem Lenkservo in den Vorderradeinschlagswinkel  $\delta_v$  umgesetzt wird. Deshalb ändert sich die Eingangsgröße des Systems von  $\delta_v$  zu  $\delta$ . Das gesamte Modell der Regelstrecke nimmt so folgende Form an:

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta}_v \\ \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_1 & a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ b_2 & a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -v & -D & v & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta_v \\ \beta \\ \dot{\psi} \\ \theta \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \delta + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \kappa \quad (5.38)$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} \cdot u(t) + \mathbf{g} \cdot n(t) \quad (5.39)$$

$$y(t) = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}(t) \quad (5.40)$$

Die Krümmung  $\kappa$  ist hier die Störgröße  $n(t)$ , welche über den Vektor  $\mathbf{g}$  auf das System wirkt. Die Querabweichung  $q$  wird als Regelgröße betrachtet. Somit besitzt der Messvektor  $\mathbf{c}$  die Form

$$\mathbf{c} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] \quad (5.41)$$

## 5.5 Ermittlung der Modellparameter

Für die Simulation und den modellbasierten Reglerentwurf müssen die Parameter des Modellsystems der Regelstrecke bekannt sein. Für das lineare dynamische Einspurmodell müssen folgende Parameter ermittelt werden:

$m$  : Fahrzeugmasse in  $kg$

$l_{v,h}$  : Abstand des Fahrzeugschwerpunktes zu Vorder- bzw. Hinterachse in  $m$

$c_{v,h}$  : Schräglauftsteifigkeiten vorne u. hinten in  $N/rad$

$J_z$  : Trägheitsmoment um Hochachse (Gierträgheitsmoment) in  $kg \cdot m^2$

Weiterhin müssen die Übertragungsfunktion des Lenkungsservos sowie die Vorausschau-distanz der Fahrspurerkennung bekannt sein.

Die Masse und die Lage des Schwerpunkts auf der Fahrzeuglängsachse können für das Modellfahrzeug leicht mit ausreichender Genauigkeit ermittelt werden. Die Ermittlung der Schräglauftsteifigkeiten und des Gierträgheitsmoments gestaltet sich jedoch schwieriger. Die Schräglauftsteifigkeiten sind von verschiedenen Größen wie Radlast, Untergrundbeschaffenheit und Reifensturz abhängig, das Gierträgheitsmoment vom aktuellen Beladungszustand des Autos. Im Falle des Modellautos bleiben Beladungszustand und Testbedingungen zunächst konstant, sodass von festen Fahrzeugparametern ausgegangen werden kann. Trotzdem liegt der Fokus nicht auf der absolut exakten Ermittlung dieser Parameter. Das hat zwei Gründe:

1. Die Regelung soll robust gegenüber Veränderungen am Fahrzeug bzw. der Untergrundbeschaffenheit sein. Es soll nicht ein optimaler, aber empfindlicher Regler für einen bestimmten Betriebspunkt ausgelegt werden, sondern ein robuster Regler, der in unterschiedlichen Szenarien gute Ergebnisse liefert.
2. Die Schräglauftsteifigkeiten können mit der Sensorik des Autos nicht exakt ermittelt werden. So wird der tatsächliche Radeinschlagwinkel nicht gemessen, ebenso die Gierrate und die Fahrzeuggeschwindigkeit. Für stationäre Versuche können diese Größen abgeschätzt werden, bei instationären Manövern ist eine Abschätzung nicht möglich. Damit scheidet die Möglichkeit, die Parameter über eine iterative Annäherung so zu bestimmen, dass gemessene und mit dem Modell berechnete Daten für instationäre Fahrmanöver übereinstimmen, aus.

### 5.5.1 Bestimmung der Masse und des Schwerpunktes

Die Masse des Modellfahrzeugs wurde mit einer Küchenwaage gemessen<sup>3</sup>, ebenso die hintere und vordere Achslast. Zur Bestimmung der Achslasten befanden sich die Reifen der interessierenden Achse auf der Wiegefläche, während sich das andere Reifenpaar nicht auf der Waage befand. Das Auto war dabei parallel zum Boden ausgerichtet, um Messverfälschungen durch den Einfluss der Schwerkraft zu minimieren (auszuschließen). Es wurden folgende Werte ermittelt:

Mit dem Radstand  $l = 32,5 \text{ cm}$  können  $l_v$  und  $l_h$  berechnet werden:

<sup>3</sup>SilverCrest-Küchenwaage, 1-5000 g

Fahrzeugmasse $m$	4,5 kg
Achslast vorne $m_v$	2,1 kg
Achslast hinten $m_h$	2,4 kg

Tabelle 5.1: Masse und Achslasten

$$l_v = \frac{m_h}{m} \cdot l = 0,173 \text{ m} \quad (5.42)$$

$$l_h = \frac{m_v}{m} \cdot l = 0,157 \text{ m} \quad (5.43)$$

Diese Maße wurden bei einer experimentellen Bestimmung des Schwerpunktes bestätigt.

### 5.5.2 Abschätzung der Schräglaufstifigkeiten

Die Schräglaufstifigkeiten können aufgrund fehlender Sensorik lediglich abgeschätzt werden. Dazu werden stationäre Kreisfahrten durchgeführt. Bei der stationären Kreisfahrt sind die Zustandsgrößen des DESM  $\beta = \text{const}$  und  $\dot{\psi} = \text{const}$ , ihre Ableitungen sind stets null. Da die Gierwinkelbeschleunigung null ist, hat das Gierträgheitsmoment bei diesem Versuch keinen Einfluss auf das Fahrzeugverhalten.

Gierrate, Geschwindigkeit und Kreisradius sind über folgenden Zusammenhang miteinander verknüpft:

$$v = R \cdot \dot{\psi} \quad (5.44)$$

Die Querbeschleunigung  $a_y$  für die Kreisfahrt ergibt sich zu

$$a_y = R \cdot \dot{\psi}^2 = \frac{v^2}{R} \quad (5.45)$$

Der benötigte Vorderradeinschlag ergibt sich durch Auflösen der Gleichung für den Schräglaufwinkel des Vorderrades nach [Mit90], S. 32, bzw. [SHB13] S. 229, zu

$$\delta_v = \frac{l}{R} + m \frac{c_h l_h - c_v l_v}{c_v c_h l} \frac{v^2}{R} \quad (5.46)$$

Mit den Achslasten

$$m_v = m \cdot \frac{l_h}{l} \quad m_h = m \cdot \frac{l_v}{l} \quad (5.47)$$

kann der Vorderradeinschlag auch durch

$$\delta_v = \frac{l}{R} + \left( \frac{m_v}{c_v} - \frac{m_h}{c_h} \right) \frac{v^2}{R} = \frac{l}{R} + EG \cdot \frac{v^2}{R} \quad (5.48)$$

ausgedrückt werden. Diese Gleichung enthält die beiden unbekannten Schräglaufsteifigkeiten innerhalb des sog. Eigenlenkgradienten (EG). Der EG ist die Größe, die mit den vorhandenen Mitteln aus stationären Kreisfahrten bestimmt werden kann. Da dieser jedoch die zwei unbekannten Schräglaufsteifigkeiten enthält, muss das Verhältnis von  $c_v$  zu  $c_h$  angenommen werden. Da  $c_v$  typischerweise (merklich) kleiner als  $c_h$  ist, wird

$$c_v = 0,6 \cdot c_h \quad (5.49)$$

angenommen.

### Versuch stationäre Kreisfahrt

Bei der Durchführung des Versuchs stationäre Kreisfahrt stellte sich heraus, dass es mit dem aktuell fahrtüchtigen Modellfahrzeug (Standardservoantrieb) nicht möglich ist, unter der Vorgabe eines konstanten Lenkwinkels und einer konstanten Geschwindigkeit stationäre Kreise zu fahren. (Das Auto „schraubte“ sich von Runde zu Runde in eine bestimmte Richtung.) Dieser Umstand erschwerte die Testdurchführung und brachte eine erhebliche Ungenauigkeit in die Messungen bzw. Testergebnisse.

Während der Kreisfahrt wurden Markierungen auf den Boden gesetzt, aus denen im Nachhinein der Radius des gefahrenen Kreises rekonstruiert werden musste. Weiterhin wurde die Rundenzeit als Mittelwert aus mehreren Rundenzeiten ermittelt, um die tatsächlich gefahrene Geschwindigkeit berechnen zu können. Da der IST-Lenkwinkel (=Vorderradeinschlagswinkel) nicht gemessen wird, musste dieser geometrisch bestimmt werden. Alle diese Messungen bargen Ungenauigkeiten in sich, so dass das Testergebnis höchstens als erste Abschätzung angesehen werden kann.

Es wurden drei Kreisfahrten mit unterschiedlichen Radien und Geschwindigkeiten durchgeführt. Die ermittelten Eigenlenkgradienten unterscheiden sich erheblich, liegen jedoch alle in einer Größenordnung, so dass davon ausgegangen werden kann, dass die tatsächlichen Werte für  $c_v$  und  $c_h$  zumindest in der ermittelten Größenordnung liegen.

Kreisfahrt Nr.	<b>R</b> [m]	<b>v</b> [m/s]	$\delta_v$ [rad]	<b>EG</b> [ $\frac{s^2 \cdot rad}{m}$ ]	<b>c<sub>v</sub></b> [ $\frac{N}{rad}$ ]	<b>c<sub>h</sub></b> [ $\frac{N}{rad}$ ]
<b>1</b>	0,96	0,74	0,38	0,080	8,3	13,8
<b>2</b>	0,74	2,21	0,70	0,049	16,8	28,0
<b>3</b>	1,33	2,78	0,38	0,024	27,5	45,8

Tabelle 5.2: Testergebnisse stationäre Kreisfahrt

Die Messungen zwei und drei werden als aussagekräftiger erachtet als Messung eins, da sich zur Ermittlung des EG eine relativ hohe Querbeschleunigung aufbauen muss, was bei kleinen Kreisradien und hohen Geschwindigkeiten der Fall ist. Die Werte für die Schräglaufsteifigkeiten werden weiterhin zu

$$c_v = 25 \frac{N}{rad} \quad c_h = 40 \frac{N}{rad}$$

angenommen.

### 5.5.3 Bestimmung des Gierträgheitsmoments

Aufgrund fehlender Sensorik kann das Gierträgheitsmoment des Modellautos nicht aus den Fahrdaten bestimmt werden. Deshalb wurde das Trägheitsmoment mit Hilfe eines Drehtisches bestimmt, was aufgrund der relativ kleinen Abmessungen des Modellautos möglich ist. Dieser Versuch wurde im Physiklabor der BHT Berlin durchgeführt. Dabei wurde wie z.B. in [SF] beschrieben vorgegangen. Das ermittelte Gierträgheitsmoment beträgt

$$J_z = 0,087 \text{ kg m}^2$$

Vor dem Versuch wurde das Gierträgheitsmoment mit der Formel für einen Quader abgeschätzt. Die Maße für Länge  $l$  und Breite  $b$  des Fahrzeugs wurden für die Abschätzung kleiner gewählt als gemessen, weil sich z.B. zwischen den Reifen nur Luft befindet, welche keinen Beitrag zum Trägheitsmoment liefert.

$$J_{z,Quader} = \frac{1}{12} \cdot m \cdot (l^2 + b^2) = \frac{1}{12} \cdot 4,5 \text{ kg} \cdot ((0,24 \text{ m})^2 + (0,4 \text{ m})^2) = 0,082 \text{ kg m}^2 \quad (5.50)$$

Geschätzter und gemessener Wert stimmen relativ gut überein, was die Messung plausibilisiert. Dass der gemessene Wert über dem geschätzten liegt, ist verständlich, da die Abschätzung mit reduzierten Abmessungen erfolgte und damit weit von der Drehachse entfernte Punkte nicht berücksichtigt wurden.

Im Umkehrschluss wird gezeigt, dass eine erste gute Abschätzung des Trägheitsmoments mit der getroffenen Vereinfachung möglich ist.

### 5.5.4 Übertragungsfunktion des Lenkservos

Der Lenkservo stellt unter der Vorgabe des Solllenkwinkels  $\delta$  den Vorderradeinschlagswinkel  $\delta_v$  ein. Die Übertragungsfunktion des Lenkservos kann mit der vorhandenen Sensorik nicht genau ermittelt werden, da der Vorderradeinschlagswinkel nicht gemessen wird. In [von Rosenberg, S.59] wurde die Übertragungsfunktion für einen Lenkservo auf einem ähnlichen Modellfahrzeug ermittelt:

$$G_{Servo}(s) = \frac{1}{(1 + 0,147s)^2} \quad (5.51)$$

Diese weist PT2-Verhalten auf und kann zumindest als Ausgangspunkt für die Modellierung des vorhandenen Lenkservos dienen. In [Söhnitz, S.42] wird das Lenkverhalten als PT1-Glied simuliert.

Hier wird das Servo-Verhalten als PT1-Glied mit einer Zeitkonstante

$$T_L = 0,05 \text{ s}$$

modelliert. Damit ist der Endwert bei einem Lenkwinkelsprung nach ca.  $5 \cdot T_L = 0,25 \text{ s}$  erreicht.

### 5.5.5 Vorausschaudistanz

Die Fahrspurerkennung ermittelt die Querabweichung zur Sollbahn für einen Punkt auf der Längsachse des Fahrzeugs, der sich vor dem Fahrzeug befindet (siehe 3). Als Vor-

ausschaudistanz  $D$  wird weiterhin die Entfernung zwischen diesem Punkt  $P$  und dem Fahrzeugschwerpunkt  $S$  bezeichnet. Aktuell wird ein Punkt ausgewertet, welcher sich ca. 23 cm vor der Kamera befindet. Die Kamera ist ca. 3,5 cm hinter der Vorderachse des Fahrzeugs montiert (Abbildung 5.4). Die aktuelle Vorausschaudistanz ergibt sich aus mit der Entfernung der Vorderachse zum Schwerpunkt  $l_v = 17,3$  cm zu

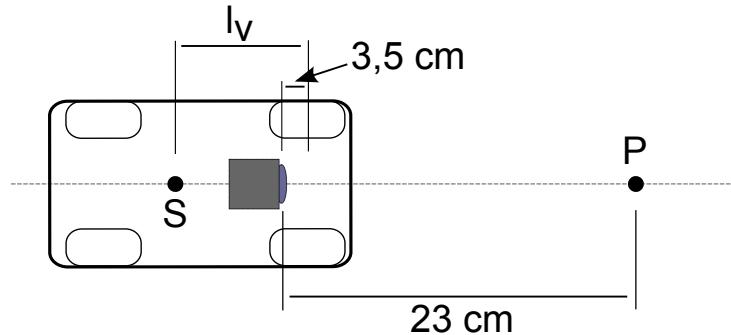


Abbildung 5.4: Ermittlung der Vorausschaudistanz

$$D = 17,3 \text{ cm} + 23 \text{ cm} - 3,5 \text{ cm} \approx 37 \text{ cm} \quad (5.52)$$

### 5.5.6 Zusammenfassung Modellparameter

Es konnten nicht alle Modellparameter genau ermittelt werden. Während Fahrzeuggmasse und Schwerpunktlage des Modelfahrzeugs leicht bestimmbar sind, müssen die Schräglauftsteifigkeiten sowie das Übertragungsverhalten des Lenkservos geschätzt werden. Das Trägheitsmoment konnte mit Hilfe eines Drehtisches bestimmt werden. Für eine genaue Ermittlung aller Modellparameter wären folgende Messgrößen erforderlich gewesen:

- der aktuelle Lenkwinkel (= Vorderradeinschlagswinkel) für die Modellierung der Lenkungsdynamik
- Gierrate
- Gesamtgeschwindigkeit
- Längs- und Querbeschleunigung

Mit den bei instationären Fahrmanövern gemessenen Daten könnten die Parameter durch iterative Annäherung so bestimmt werden, dass gemessene und mit dem Modell berechnete Daten übereinstimmen.

## 5.6 Analyse der Regelstrecke

Nachdem die Modellparameter ermittelt wurden, kann nun die Regelstrecke (Gleichungssystem 5.38) genauer analysiert werden. Die nichtlineare Regelstrecke wurde mit einem linearen Modell modelliert, welches die Geschwindigkeit als konstant betrachtet. Da das in der Realität nicht der Fall ist, muss die Analyse für verschiedene (Geschwindigkeits-) Arbeitspunkte erfolgen.

### 5.6.1 Führungsübertragungsfunktion

Die Führungsübertragungsfunktion hat die Form

$$G_f(s) = \frac{q(s)}{\delta(s)} = \frac{s^2 k_2 + s k_1 + k_0}{s^2 (1 + s T_L) [s^2 - (a_{11} + a_{22})s + (a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21})]} \quad (5.53)$$

$$\begin{aligned} k_0 &= -v (a_{21} b_1 - a_{11} b_2) \\ k_1 &= -v (a_{12} b_2 - a_{22} b_1) - D (a_{21} b_1 - a_{11} b_2) - v b_2 \\ k_2 &= -(v b_1 + D b_2) \end{aligned}$$

und kann alternativ auch als

$$G_f(s) = \mathbf{c} \cdot (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{b} \quad (5.54)$$

geschrieben werden. Hierbei ist  $\mathbf{E}$  die Einheitsmatrix. Die Bedeutung der übrigen Formelzeichen kann Kapitel 5.4 entnommen werden.

Die Übertragungsfunktion besitzt zwei Pole im Ursprung, durch die Verzögerung des Lenkservos einen Pol bei  $-1/T_L$ , sowie die Polstellen des dynamischen Einspurmodells. Die Polstellen des DESM werden durch die Fahrzeugparameter sowie die Geschwindigkeit beeinflusst, wobei die Geschwindigkeit den eigentlichen Arbeitspunkt bestimmt.

Abbildung 5.5 zeigt den Verlauf der zwei Pol- bzw. Nullstellen des DESM für verschiedene Geschwindigkeiten bis  $5 \text{ m/s}$ . Alle Polstellen des Systems liegen in der linken offenen s-Halbebene (links der imaginären Achse), d.h. sie sind stabil. Die Polstellen wandern auf der reellen Achse zunächst Richtung Ursprung und werden ab einer bestimmten Geschwindigkeit (hier ca.  $0,9 \text{ km/h}$ ) konjugiert komplex. Bei den Nullstellen ist es etwas anders: während die eine Nullstelle sich ähnlich dem Verhalten der Polstellen bewegt, beginnt die andere nahe dem Ursprung und wandert mit zunehmender Geschwindigkeit auf der reellen Achse nach links. Ab einer bestimmten Geschwindigkeit werden auch die Nullstellen konjugiert komplex.

In Abbildung 5.6 sind Bodediagramme des gesamten Systems für verschiedene Geschwindigkeiten dargestellt. Die Verstärkung ist für niedrige Frequenzen sehr hoch und sinkt mit zunehmender Frequenz. Bereits bei  $10 \text{ Hz}$  ist die Verstärkung auf ca.  $-20 \text{ db}$  abgesunken, die Strecke unterdrückt hochfrequente Störungen damit gut. Je höher die Geschwindigkeit,

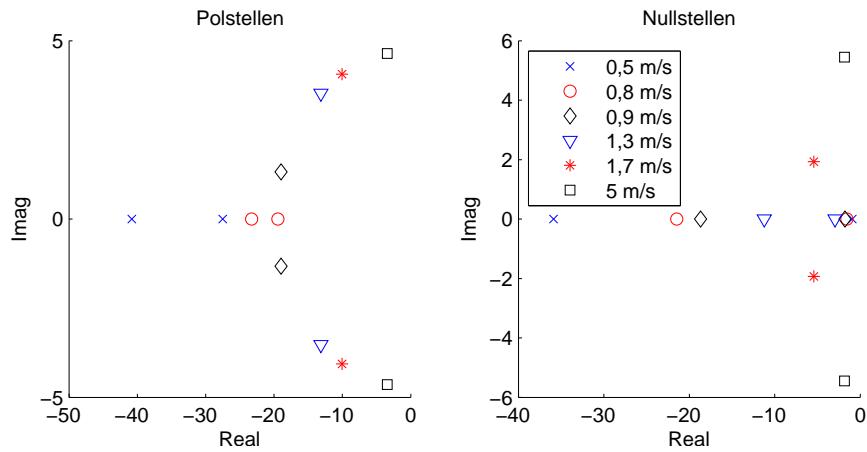


Abbildung 5.5: Polstellen (links) und Nullstellen (rechts) des DESM bei verschiedenen Geschwindigkeiten

desto höher ist die Verstärkung der Regelstrecke vor allem bei niedrigen Frequenzen.

Die Phasenverläufe beginnen alle bei ca.  $0^\circ$ . Das Absinken auf  $-90^\circ$  zu hohen Frequenzen hin wird von dem als PT1-Glied modellierten Lenkservo verursacht.

Bei niedrigen Geschwindigkeiten geht der Phasenverlauf zunächst ins Positive. Während eine negative Phase integrierendes Verhalten der Regelstrecke kennzeichnet, ist ein positiver Phasengang Kennzeichen für ein differenzierendes Verhalten der Regelstrecke. Das bei niedrigen Frequenzen zu beobachtende differenzierende Verhalten wird in diesem Fall durch die Nullstellen der Übertragungsfunktion verursacht.

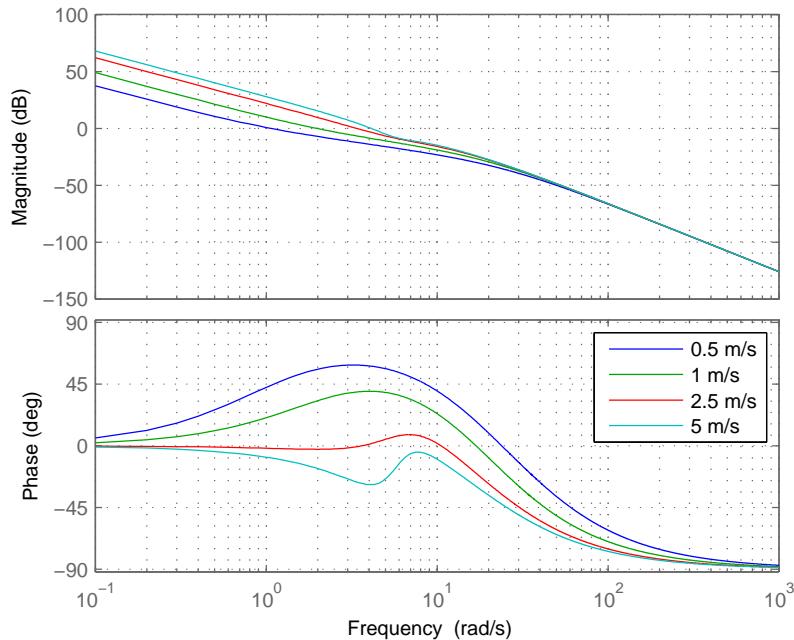


Abbildung 5.6: Bodediagramm der Führungsübertragungsfunktion

Deutlicher wird der Einfluss der Geschwindigkeit, wenn nur der geschwindigkeitsabhängige

Teil der Regelstrecke ohne Doppelintegrator und Lenkservoverzögerung dargestellt wird (Abbildung 5.7).

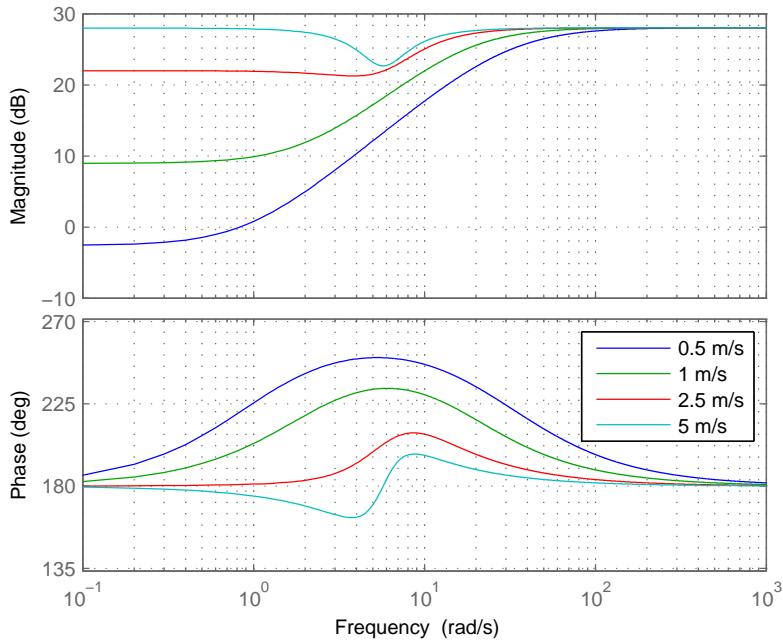


Abbildung 5.7: Bodediagramm des geschwindigkeitsabhängigen Teiles des Systems

### 5.6.2 Einfluss von Parametervariationen auf das Führungsverhalten

Die Masse sowie das Trägheitsmoment des Fahrzeugs ändern sich je nach dessen Beladungszustand. Zudem sind auch die Schräglaufstifigkeiten von der Radlast sowie der Untergrundbeschaffenheit abhängig. Aus diesem Grund soll der Einfluss dieser Parameter auf die Führungsübertragungsfunktion untersucht werden. Es wird jeweils der geschwindigkeitsabhängige Teil der Führungsübertragungsfunktion betrachtet, um die Einflüsse besser sichtbar zu machen.

Der Einfluss von Schwankungen der Schräglaufstifigkeiten ist in Abbildung 5.8 dargestellt. Eine Änderung dieser Größen um 20% entspricht nach [Sö1], S.48, einer 30 - 50 %igen Änderung der Radlast. Damit ist ein sehr großer Schwankungsbereich der Radlasten abgedeckt. Da die vom Reifen auf die Straße übertragene Querkraft mit steigender Schräglaufstifigkeit steigt, steigt damit auch die Verstärkung der Strecke. Das Fahrzeug reagiert stärker und etwas schneller auf Lenkwinkelsignale.

Da die Arbeitsfrequenzen der Regelung im Bereich der niedrigen Frequenzen liegen, ist vor allem dieser Bereich interessant. Die Verstärkung bei 1 Hz schwankt zum Beispiel von 24 db auf 23 db bzw. 25 db, was in der linearen Skala einer Schwankung von 15,84 auf 14,13 bzw. 17,8 entspricht (jeweils ca. 10%). Diese Schwankungen sind zwar nicht vernachlässigbar, führen jedoch zu keinem gravierend anderem Verhalten des Systems.

Der Einfluss einer Variation der Masse und des Trägheitsmomentes wirkt sich in entgegengesetzter Richtung aus (Abbildung 5.9). Je kleiner Masse und Trägheitsmoment werden,

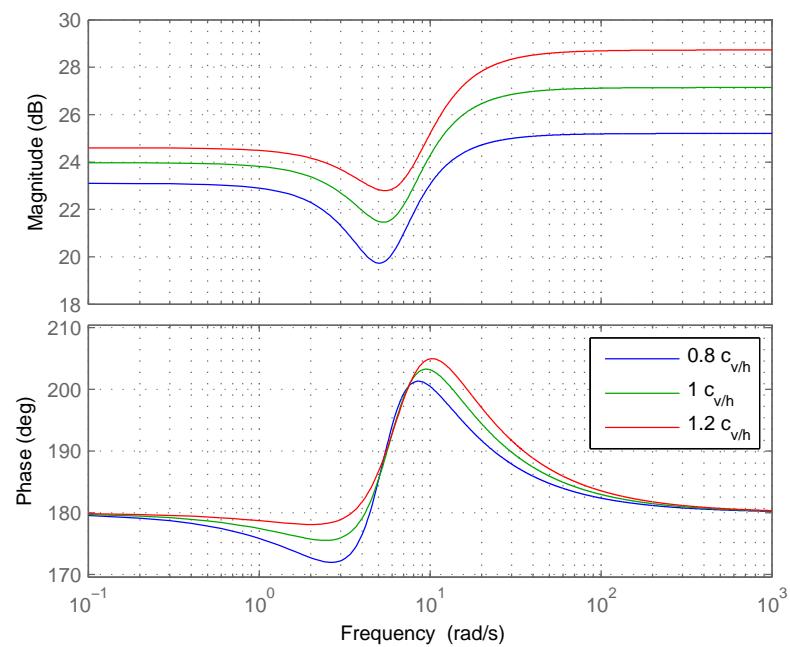


Abbildung 5.8: Variation der Schräglauftsteifigkeiten ( $v = 3 \text{ m/s}$ )

desto größer ist die Reaktion auf das Lenkwinkelsignal (das Auto ist wendiger). Auch hier wirkt sich die Parametervariation moderat auf das Systemverhalten aus.

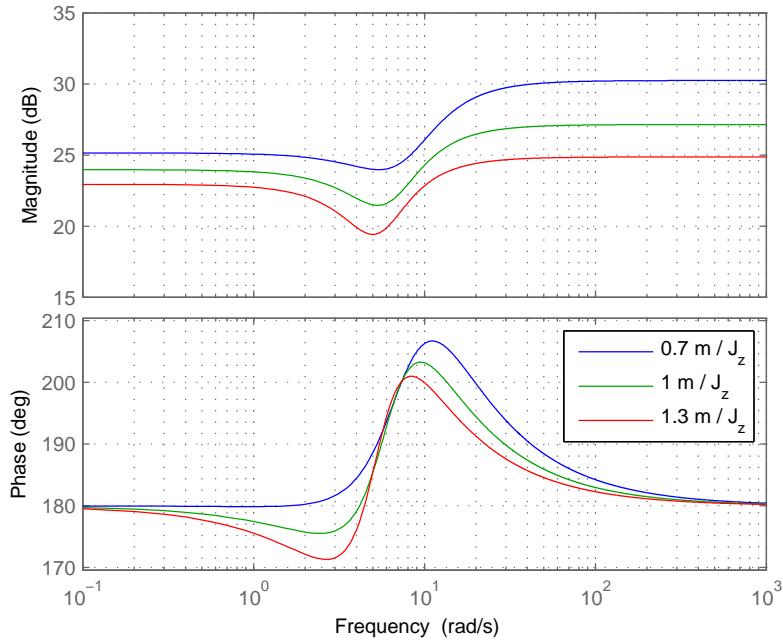


Abbildung 5.9: Variation von Masse und Trägheitsmoment ( $v = 3 \text{ m/s}$ )

### 5.6.3 Störungsübertragungsfunktion

Die Störübertragungsfunktion hat die Form

$$G_{q/\kappa}(s) = \frac{v^2}{s^2} \quad (5.55)$$

und besitzt zwei Pole im Ursprung. Die Sprungantwort auf den Einheitssprung  $\frac{1}{s}$  auf einen beliebigen Krümmungswert  $\kappa_1$  lautet, in den Zeitbereich zurücktransformiert:

$$h(t) = \frac{t^2 \cdot v^2}{2} \cdot \kappa_1 \quad (5.56)$$

Bei konstanter Geschwindigkeit besitzt sie die Form einer Parabel, die Querabweichung nimmt bei einem Krümmungssprung der Sollbahn ohne entsprechenden Lenkeingriff quadratisch mit der Zeit zu.

# 6 Reglerentwurf

In diesem Kapitel werden die Auswahl des Regelungsverfahrens sowie der Entwurf des Querreglers beschrieben. Da das System ein System mit einer Eingangsgröße und einer Ausgangsgröße ist (SISO<sup>1</sup>-System), beziehen sich die folgenden Betrachtungen auf Systeme dieser Art.

## 6.1 Auswahl des Regelungsverfahrens

Für die Aufgabe der Querregelung autonomer Fahrzeuge werden in der Fachliteratur verschiedene Regelungsverfahren vorgestellt, von denen die gängigsten grob in drei Kategorien eingeteilt werden können:

### P-Regler / PD-Regler / PID-Regler in unterschiedlichen Strukturen

Diese Regler können ohne ein genaues Modell der Regelstrecke entworfen und parametrisiert werden. Die Parametrierung erfolgt nach bestimmten Einstellregeln oder versuchsweise.

- In [SHB13], S.291, wird ein PT2-Regler für die Querabweichung mit zusätzlichem Steuerungsanteil vorgestellt. Der Steuerungsanteil berechnet aus den geometrischen Beziehungen zwischen Fahrzeuglängsachse, Querabweichung und Kurswinkelfehler einen Steuerlenkwinkel, der zu dem Lenkwinkel des Reglers addiert wird.
- In [I<sup>+</sup>06], S. 291, kommt eine Kaskadenstruktur zur Anwendung: ein Querversatzregler mit unterlagertem Kurswinkelregler (jeweils PID) und Krümmungs-vorsteuerung. Die Krümmungsvorsteuerung berechnet bei bekannter Sollbahnnkrümmung den Lenkwinkel, der nötig ist, um der Kurve stationär zu folgen, und biegt so sprichwörtlich die Fahrbahn für den Regler gerade. Der Regler soll gutmütiges Regelverhalten bei leichter Parametrierung besitzen und tolerant gegenüber Parameterschwankungen sein. Diese Reglerstruktur wurde hier einem Zustandsregler vorgezogen, weil die Regelstrecke einschließlich der Kamera und der Komfortkriterien zu Beginn der Entwicklung nicht vollständig mathematisch beschrieben werden konnte.
- Kramer [Kra08], S.107 stellt beispielhaft einen PID-Regler für die Querabweichung mit Krümmungsvorsteuerung vor.

### Zustandsregler

Für den Entwurf eines Zustandsreglers muss ein weitgehend genaues Modell der Strecke vorliegen (modellbasierter Entwurf). Dann kann ein Zustandsregler nach verschiedenen Verfahren entworfen werden, von denen einige weitgehend automatisierbar sind. Es werden verschiedene Varianten der Zustandsregelung mit jeweils guten Ergebnissen vorgestellt:

<sup>1</sup>SISO = single input single output

- [Kra08] stellt verschiedene Varianten des Zustandsreglers vor (mit/ohne vorgeschaltetem PI-Regler und optionalem Störgrößenbeobachter).
- [Wan11], ab S. 57, entwirft einen Zustandsregler mit Beobachter.
- In [Yin] wird ein Zustandsregler mit reduzierter Modellkomplexität und Störgrößenbeobachter präsentiert, welcher in der Praxis gute Ergebnisse liefert.

## Ein-/Ausgangslinearisierung

Da die vorliegende Regelstrecke nichtlinear ist, liegt die Anwendung eines nichtlinearen Verfahrens nahe. Das Verfahren der Ein-/Ausgangslinearisierung (feedback linearization) ist solch ein nichtlineares Regelverfahren. Bei diesem Verfahren wird eine (nichtlineare) Rückführung so berechnet, dass sie das Ein-/Ausgangsverhalten der Strecke linearisiert (vgl. [SÖ1], S.116). Dieses Regelungsverfahren wird beispielsweise in [May01] und [WGB08] angewendet.

Der Reglerentwurf in diesem Verfahren ist komplexer als in den anderen vorgestellten Verfahren. Zudem ist das Verfahren laut [WGB08] nicht robust gegenüber großen Parameterschwankungen:

”Die zur exakten Ein-/Ausgangslinearisierung erforderlichen (konstanten) Parameter und Messgrößen sind für das kinematische Einspurmodell einfach und genau bestimbar. Demgegenüber ist im dynamischen Fall die Kennlinienbestimmung aufwändig und eine hohe Genauigkeit an das Koppelnaviationsgerät vonnöten, da sich das Messrauschen direkt auf die Lenkung überträgt. Darüber hinaus kann bei großen Parameterabweichungen (Schwerpunktverlagerung, rutschiger Untergrund) die Stabilität nicht mehr gewährleistet werden und es muss in diesen Fällen auf adaptive Strukturen oder (auf Kosten der Performance) robuste Entwurfsverfahren zurückgegriffen werden.” ([WGB08], S. 588)

## Gegenüberstellung und Auswahl

Alle Regelverfahren sind prinzipiell in der Lage, gute Ergebnisse zu liefern. Dadurch, dass die Parametrierung der PID-Regler keinen festen Regeln folgt, ist der Entwurf dieser Regler schlecht automatisierbar. Die Zustandsregelung wird bei entsprechender Auslegung als robust und genau beschrieben. Zudem ist der Entwurf hier gut automatisierbar. Da PID-Regler sowie Zustandsregler lineare Verfahren sind, ist für den praktischen Einsatz die Auslegung mehrerer Regler für verschiedene Geschwindigkeitswerte und das Geschwindigkeitsabhängige Umschalten zwischen den Parametern erforderlich (Gain Scheduling). Die Ein-/Ausgangslinearisierung besitzt diesen Nachteil als nichtlineares Verfahren nicht, ist jedoch ein komplexes Entwurfsverfahren und anfällig gegen große Parameterschwankungen.

In dieser Arbeit wird ein Zustandsregler entworfen, da dieser gute Ergebnisse und Robustheit bei gleichzeitig hoher Automatisierbarkeit des Entwurfs verspricht. Dies ist besonders angesichts der Tatsache von Vorteil, dass mehrere Regler für unterschiedliche Geschwindigkeiten ausgelegt werden müssen.

## 6.2 Wahl der Regelgröße

Querabweichung und Kurswinkelfehler charakterisieren die Position und Ausrichtung des Fahrzeugs relativ zur Sollbahn und können prinzipiell beide zur Querregelung verwendet werden. Geht man davon aus, dass sich das Fahrzeug zu Beginn einer Fahrt korrekt auf der Sollbahn befindet und die Regelgröße in Schwerpunktshöhe ermittelt wird, kann der Kurswinkelfehler als Regelgröße verwendet werden. Wird er stets zu *Null* gemacht, bewegt sich das Fahrzeug korrekt auf dem Sollkurs.

Da jedoch die Messwerte für einen Punkt vor dem Fahrzeug ermittelt werden und sich das Fahrzeug zu Beginn einer Fahrt nicht immer fehlerlos auf der Sollbahn befindet, empfiehlt sich die Wahl der Querabweichung als Regelgröße. Eine Anfangsquerabweichung kann so immer ausgeregelt werden. Hinzu kommt, dass bei einer Einfahrt in eine Kurve der (vor dem Fahrzeug ermittelte) Kurswinkelfehler stark verschieden zu dem Kurswinkelfehler in Schwerpunktshöhe des Fahrzeugs ist, was ein zu frühes Einlenken bewirken würde. Um Kollisionen mit Fahrzeugen auf der Gegenfahrbahn zu vermeiden ist es sehr wichtig, die Querabweichung des Fahrzeugs stets minimal zu halten. Aus diesem Grund wird die Querabweichung als Regelgröße verwendet. Auch hier muss die Vorausschaudistanz klein gehalten werden, da das Fahrzeug der Sollbahn sonst in einer Schleppkurve folgt (geregelter Punkt und Fahrzeugschwerpunkt stimmen nicht überein).

### 6.3 Zustandsregler

Für ein System der Form

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} \cdot u(t) \quad (6.1)$$

$$y(t) = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}(t) \quad (6.2)$$

lautet das Reglergesetz eines Zustandsreglers

$$u(t) = r(t) - \mathbf{k} \cdot \mathbf{x}(t) \quad (6.3)$$

wobei  $r(t)$  die Führungsgröße,  $u(t)$  die Stellgröße und  $\mathbf{x}(t)$  der Zustandsvektor des Systems ist. Der Zustandsregler ist dabei der Rückführvektor  $\mathbf{k}$ . Dieser führt den Zustandsvektor  $\mathbf{x}(t)$  gewichtet auf den Eingang zurück. Der Rückführvektor beeinflusst die Lage der Pole des geschlossenen Regelkreises, während die Nullstellen unverändert bleiben. Da die Lage der Pole das dynamische Verhalten eines Systems bestimmt, kann mit einem Zustandsregler die Dynamik des geschlossenen Regelkreises beeinflusst werden.

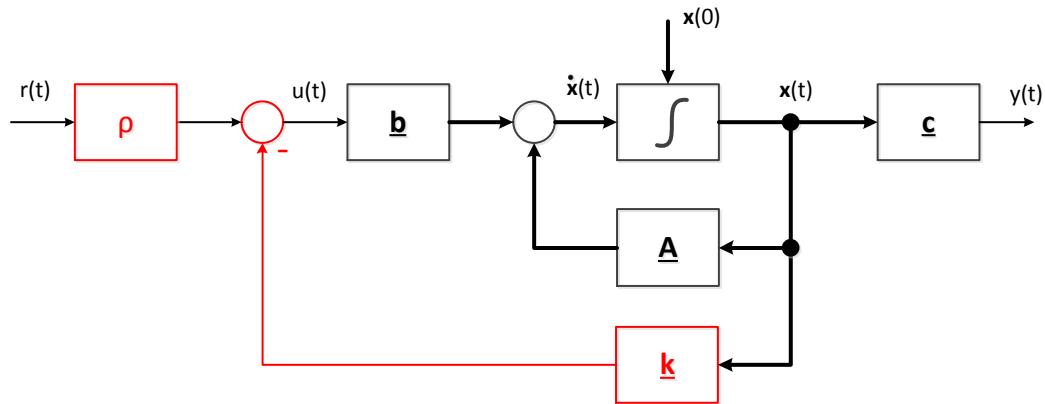


Abbildung 6.1: Lineare Regelstrecke mit Zustandsregler

Die Zustandsdarstellung des geschlossenen Regelkreises nach Abb. 6.1 ergibt sich zu

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} \cdot \left( r(t) \cdot \rho - \mathbf{k} \cdot \mathbf{x}(t) \right) \quad (6.4)$$

Da ein Zustandsregler die stationäre Verstärkung der Strecke verändern kann, ist oft die Berechnung eines Vorfilters  $\rho$  notwendig, um die Verstärkung des gesamten Systems auf den Wert *Eins* zu bringen. Damit kann der Führungsgröße wieder genau gefolgt werden. Hier ist ein Vorfilter nicht notwendig, da die Führungsgröße (der Sollwert der Querabweichung) stets Null ist.

Nichtmodellierte Störgrößen  $n(t)$ , die am Eingang der Strecke wirken, können mit dem Zustandsregler nicht stationär genau ausgeregelt werden, da dieser lediglich die Streckendynamik verändert (Abbildung 6.2). Dies ist auch daran erkennbar, dass die Regelgröße

$y(t)$  nicht direkt mit der Führungsgröße  $r(t)$  verglichen wird. Störungen am Ausgang der Strecke  $d(t)$  wirken sich voll auf die Regelgröße aus. Deshalb wird eine Zustandsregelung in der Praxis oft mit einem überlagerten PI-Regler kombiniert, der in der Lage ist, auch nichtmodellierte Störgrößen stationär genau auszuregeln. Dieses Konzept wird auch in dieser Arbeit zur Anwendung kommen.

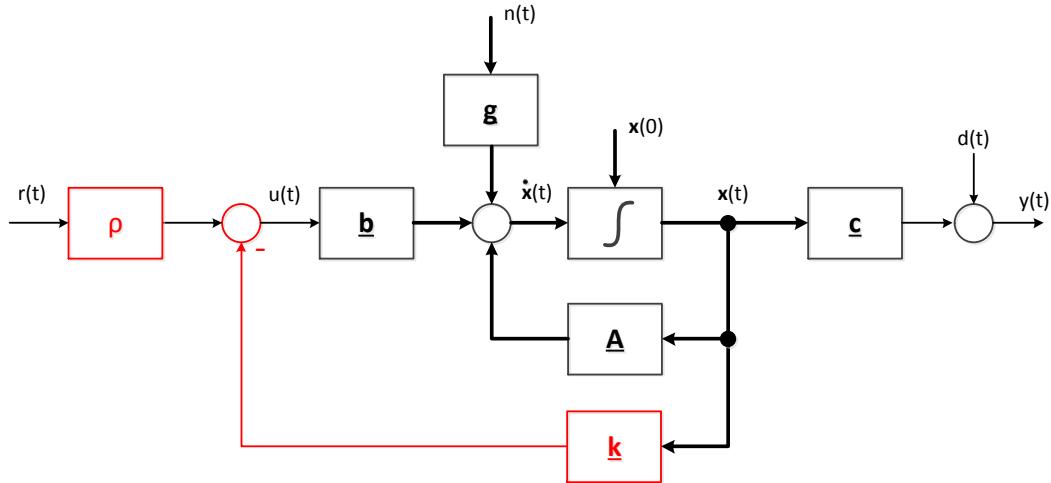


Abbildung 6.2: Störgrößeneinwirkung auf die geregelte Strecke

### 6.3.1 Steuerbarkeit

Für die Anwendung eines Zustandsreglers muss das zu regelnde System steuerbar sein. Das System wird vollständig steuerbar genannt, wenn es zu jedem Anfangszustand  $x(0)$  eine Stellgröße  $u(t)$  gibt, die den Anfangszustand in endlicher Zeit in den Endzustand  $x(t) = 0$  überführt.

Das System mit  $n$  Zuständen ist steuerbar, wenn die  $n \times n$  - Steuerbarkeitsmatrix

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{b} & \mathbf{A} \mathbf{b} & \dots & \mathbf{A}^{n-1} \mathbf{b} \end{bmatrix}$$

den Rang  $n$  hat, d.h. sie ist regulär bzw. invertierbar. Das ist bei dem System 5.38 mit den in Kapitel 5.5 ermittelten Werten der Fall. (vgl. [Kra08], S. 321)

## 6.4 Entwurfsverfahren für Zustandsregler

Es existieren unterschiedliche Verfahren für den Entwurf eines Zustandsreglers, die sich in Vorgehensweise und Entwurfskriterien unterscheiden.

### 6.4.1 Entwurf durch Polvorgabe

Ein Zustandsregler kann durch die Vorgabe der Pole der Führungsübertragungsfunktion entworfen werden. Dieses Verfahren wird Polvorgabe genannt. Es wird in dieser Arbeit nicht angewendet, ist jedoch wichtig für das Verständnis des Zustandsreglers. Deswegen

wird es folgend kurz beschrieben.

Da der Zustandsregler die Lage der Pole des geschlossenen Regelkreises beeinflussen kann, können diese (beliebig) vorgegeben werden. Daraus ergibt sich eine Vorgabe für den Nenner der Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises  $N_T(s)$ .

Nun kann die Zustandsrückführung  $\mathbf{k}$  mit folgender Gleichung berechnet werden:

$$\mathbf{k} = \mathbf{e_n}' \cdot \mathbf{W}^{-1} \cdot N_T(\mathbf{A}) \quad (6.5)$$

Darin ist  $\mathbf{e_n}'$  der transponierte Einheitsvektor (mit der 1 in der letzten Zeile),  $\mathbf{W}^{-1}$  die invertierte Steuerbarkeitsmatrix und  $N_T(\mathbf{A})$  die Vorgabe an das Nennerpolynom für den geschlossenen Regelkreis, wobei statt der Variable  $s$  die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  eingesetzt wird. Der Vorfaktor zur Anpassung der Verstärkung kann mit der Formel

$$\rho = \frac{-1}{\mathbf{c} \cdot (\mathbf{A} - \mathbf{b} \cdot \mathbf{k})^{-1} \cdot \mathbf{b}} \quad (6.6)$$

berechnet werden.

#### 6.4.2 Vorgehen bei der Polvorgabe

Obwohl keine feste Vorgehensweise für die Vorgabe der Pole existiert, müssen doch einige Punkte beachtet werden:

- Alle Pole des Systems müssen in der linken offenen s-Halbebene liegen, damit das System stabil bleibt. D.h. alle Pole müssen einen negativen Realteil besitzen.
- Je weiter links die Pole liegen, desto schneller wird die Regelung. Allerdings können bei zu weit links liegenden Polen unrealisierbar hohe Stellgrößen auftreten, so dass die Pole nicht beliebig weit links vorgegeben werden können.
- Pole mit einem Imaginärteil  $\neq 0$  treten immer konjugiert komplex auf und müssen auch als solche vorgegeben werden. Da die Dämpfung mit dem Winkel  $\arctan(\frac{Im}{Re})$  verknüpft ist, nimmt sie bei gleichbleibendem Realteil mit steigendem Imaginärteil ab, d.h. die Schwingungsneigung des Systems nimmt zu.
- Oft wird ein konjugiert komplexes dominierendes Polpaar vorgegeben. Dieses Polpaar liegt in der negativen offenen s-Halbebene näher als die anderen Pole an der Imaginären Achse und bestimmt damit maßgeblich das dynamische Verhalten des geschlossenen Regelkreises. Die restlichen Pole des Systems liegen weit entfernt vom Ursprung nahe der reellen Achse (hohe Dämpfung). Dadurch kann dem System im Wesentlichen PT2-Verhalten gegeben werden und damit Überschwingen und Anregelzeit weitgehend festgelegt werden.
- Durch die Vorgabe eines konjugiert komplexen dominierenden Polpaars schwingt das System zwar (etwas), die Regelung ist dadurch jedoch weniger anfällig gegen Parameterschwankungen. Die Robustheit wird somit mit einem nicht idealen Regelverhalten erkauft.

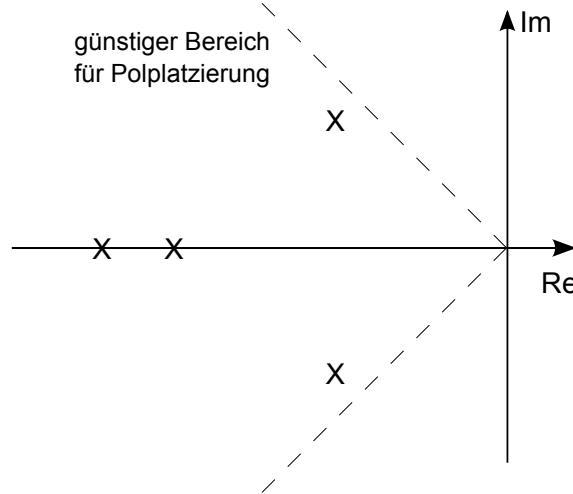


Abbildung 6.3: Beispiel für Polvorgabe in der Laplace-Ebene mit dominierendem Polpaar

#### 6.4.3 LQ-Regler (Linear Quadratic Regulator)

Neben der Polvorgabe existieren Verfahren zum Entwurf eines normoptimalen Zustandsreglers. Bei diesen wird ein optimaler Regler bezüglich einer bestimmten Kostenfunktion (Norm), die sich nach den jeweiligen Entwurfskriterien richtet, gefunden. In dieser Arbeit wird ein LQ<sup>2</sup>-Regler bzw. Riccati-Regler entworfen. Hierbei wird ein Regler mit dem Gesetz

$$u(t) = -\mathbf{k} \cdot \mathbf{x}(t)$$

gesucht, der ein System der Form 6.1 aus seinem Anfangszustand  $\mathbf{x}_0$  in den Nullzustand so überführt, dass das quadratische Kostenfunktional

$$J(u) = \int_0^\infty \left( \mathbf{x}^T(t) \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{x}(t) + u^T(t) \cdot \mathbf{R} \cdot u(t) \right) dt \quad (6.7)$$

zum Minimum gemacht wird. Der Rückführvektor  $\mathbf{k}$  ergibt sich aus der Beziehung

$$\mathbf{k} = \frac{1}{R} \cdot \mathbf{b}^T \cdot \mathbf{P} \quad (6.8)$$

Darin ist  $\mathbf{P}$  die Lösung der algebraischen Riccati-Gleichung, welche folgende Form hat:

$$\frac{1}{r} \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{b} \cdot \mathbf{b}^T \cdot \mathbf{P} - \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{P} - \mathbf{P} \cdot \mathbf{A} - \mathbf{Q} = 0 \quad (6.9)$$

Durch die Parameter  $\mathbf{R}$  und  $\mathbf{Q}$  kann das Verhalten des entworfenen Reglers beeinflusst werden:

- Je größer  $\mathbf{R}$  gewählt wird, desto kleiner wird die Stellgröße gehalten und desto

<sup>2</sup>LQ = linear quadratic; lineare Strecke, quadratisches Gütekriterium

langsamer die Regelung. Mit diesem Parameter können Stellgrößenbeschränkungen berücksichtigt werden. Es muss  $R \geq 0$  gelten.

- Die Diagonalelemente der Matrix  $\mathbf{Q}$  bestimmen die Geschwindigkeit, mit der die einzelnen Größen gegen Null getrieben werden sollen, und haben so die Funktion von Wichtungsfaktoren. Alle Diagonalelemente müssen dabei größer Null sein, damit  $(\mathbf{A}, \mathbf{Q})$  beobachtbar ist. Da die anderen Matrixelemente von  $\mathbf{Q}$  keine direkte Interpretation auf das Verhalten des Systems zulassen, werden sie meist zu Null gesetzt. (vgl. [Wika])

## 6.5 Computergestützter LQR-Entwurf des Zustandsreglers

Für den Reglerentwurf wird das System 5.38 verwendet, wobei die Krümmung  $\kappa$  als unbekannte Störgröße nicht in den Reglerentwurf eingehen kann. Das System nimmt dadurch folgende Form an:

$$\begin{bmatrix} \dot{\delta}_v \\ \dot{\beta} \\ \ddot{\psi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b_1 & a_{11} & a_{12} & 0 & 0 \\ b_2 & a_{21} & a_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -v & -D & v & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta_v \\ \beta \\ \dot{\psi} \\ \theta \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{T_L} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \delta \quad (6.10)$$

$$y = q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta_v \\ \beta \\ \dot{\psi} \\ \theta \\ q \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Für die Lösung der algebraischen Riccati-Gleichung und damit für den LQR-Entwurf sind numerische Verfahren notwendig, weshalb der Entwurf computergestützt erfolgt. Dies ist Programmen wie z.B. MATLAB oder SciLab möglich. Innerhalb dieser Arbeit wird das Programm MATLAB benutzt. Mit der Funktion *lqr* kann ein kontinuierlicher LQ-Regler entworfen werden. Durch die Wahl der Parameter  $r$  und  $\mathbf{Q}$  kann das Verhalten des entworfenen Reglers beeinflusst werden (siehe 6.4.3). Der Wert für  $R$  wurde zunächst auf

$$R = 1$$

gesetzt, da der Regler v. a. bei niedrigen Geschwindigkeiten nicht in die Stellgrößenbegrenzung kommt (minimaler Kurvenradius in der Simulation = 1 m).

Die Diagonalelemente der Matrix  $\mathbf{Q}$  wurden so gewählt, dass die Querabweichung möglichst schnell gegen Null getrieben wird (hohe Gewichtung), während die anderen Zustände sehr niedrig gewichtet sind. Es hat sich herausgestellt, dass das Verhältnis der Wichtungsfaktoren beim Entwurf für verschiedene Geschwindigkeiten gleich bleiben kann. Für große Geschwindigkeiten müssen die Faktoren jedoch allgemein höher sein als für niedrige, um ein vergleichbar gutes Regelverhalten in allen Geschwindigkeitsbereichen zu erhalten.

Dies wird über einen Gesamtfaktor  $W_g$  erreicht, der sich je nach Geschwindigkeitsbereich ändert. Die Elemente der Hauptdiagonalen von  $\mathbf{Q}$  ergeben sich dadurch zu

$$\mathbf{Q} = W_g \cdot \text{diag} ( 0,01 \ 0,01 \ 0,01 \ 0,01 \ 5 ) \quad (6.12)$$

Das Verhältnis des Gewichtungsfaktors für die Querabweichung zu den übrigen Gewichtungsfaktoren sowie die Größe des Gesamtfaktors  $W_g$  bestimmen dabei die Dynamik der Regelung. Je größer der Gesamtfaktor, desto schneller und genauer ist die Regelung. Wegen des in der Praxis auftretenden Messrauschens können die Faktoren jedoch nicht beliebig hoch gewählt werden. Es muss ein Kompromiss aus möglichst hoher Regelgüte bei möglichst ruhigem Lenkverhalten gefunden werden.

Abbildung 6.4 zeigt die Simulation des Regelverhaltens beim Übergang einer Geraden in eine Kurve mit dem Radius  $r = 3 \text{ m}$ . Die Krümmung springt hier nicht, sondern steigt relativ schnell auf den Endwert an. (Die Gerade geht hier über eine Klo thoide<sup>3</sup> in die Kurve über.) Die Geschwindigkeit beträgt  $2,5 \text{ m/s} \equiv 9 \text{ km/h}$ ,  $W_g = 50$ . Berücksichtigt man den Maßstab des Modellfahrzeugs, ist dieses Szenario mit der Fahrt auf einer Landstraße (mit relativ enger Kurve) vergleichbar. Die Querabweichung steigt während der Einfahrt in die Kurve mit minimalem Überschwingen auf einen kleinen Endwert (ca.  $2,8 \text{ cm}$ ) an. Hier wird deutlich, dass der Zustandsregler die nichtmodellierte Störung durch die Krümmung nicht vollständig ausregeln kann. Das Regelverhalten ist zufriedenstellend. Das Lenkwinkelsignal schwingt leicht über, was jedoch nicht störend ist.

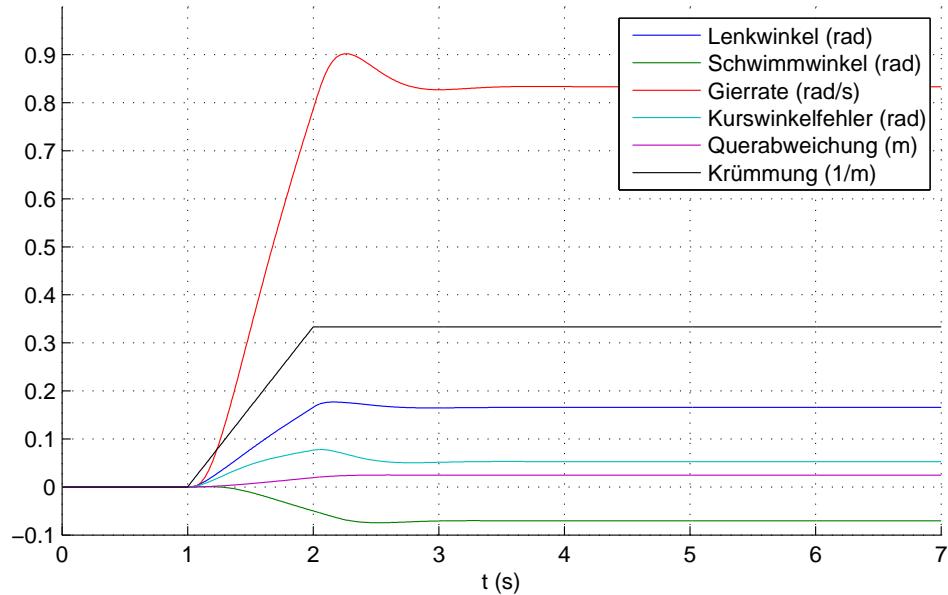


Abbildung 6.4: Regelverhalten bei Einfahrt in Kurve

In Abbildung 6.5 ist der Einfluss der Wichtungsfaktoren auf die Regelgüte erkennbar. Je höher die Faktoren, desto dynamischer reagiert die Regelung und desto geringer ist der stationäre Regelfehler der Querabweichung bei einer konstanten Störung. Die zugehörigen entworfenen Zustandsrückführvektoren lauten

<sup>3</sup>bei einer Klo thoide nimmt die Krümmung linear mit der Länge zu

$$k_{(Wg=10)} = [0, 84 \ 2, 37 \ 0, 36 \ -3, 34 \ -7, 07]$$

$$k_{(Wg=50)} = [1.47 \ 4, 41 \ 0, 73 \ -6, 10 \ -15, 81]$$

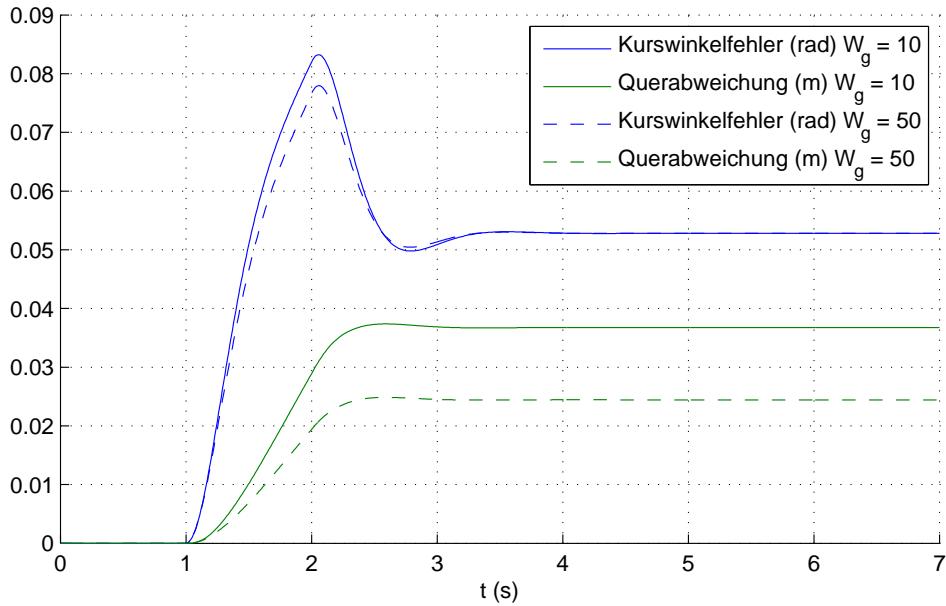


Abbildung 6.5: Einfluss des Gesamtwichtungsfaktors

Bei der Betrachtung der Polstellen des geschlossenen Regelkreises (Abbildung 6.6) fällt auf, dass durch die *lqr*-Funktion unabhängig vom Gesamtwichtungsfaktor  $W_g$  ein dominierendes Polpaar vorgegeben wird.

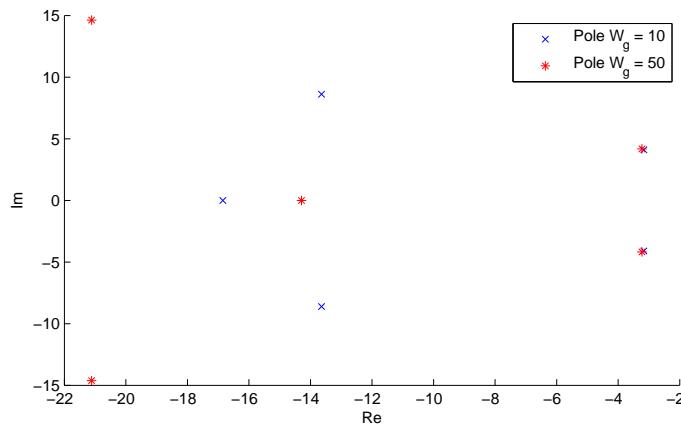


Abbildung 6.6: Polstellen bei verschiedenen Wichtungsfaktoren

Die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises kann durch Umstellen von Gleichung 6.4 und mit der Beziehung 6.2 gewonnen werden:

$$G_f(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \mathbf{c} \cdot (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A} + \mathbf{b} \cdot \mathbf{k})^{-1} \cdot \mathbf{b} \cdot \rho \quad (6.13)$$

Dabei ist  $\mathbf{E}$  die Einheitsmatrix. Das Bodediagramm von  $G_f(s)$  ist in Abbildung 6.7 dargestellt. Auffallend ist die durch den Zustandsregler veränderte Streckenverstärkung bei niedrigen Frequenzen.

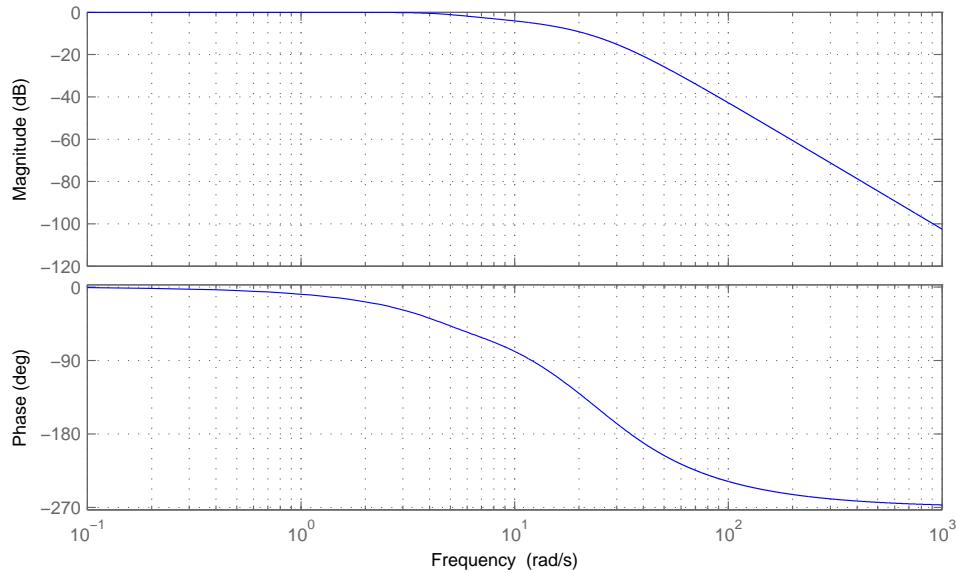


Abbildung 6.7: Bodediagramm von  $G_f$  des geschlossenen Regelkreises ( $W_g = 50$ )

Das Bodediagramm der Störübertragungsfunktion

$$G_s(s) = \frac{y(s)}{n(s)} = \mathbf{c} \cdot (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A} + \mathbf{b} \cdot \mathbf{k})^{-1} \cdot \mathbf{g} \quad (6.14)$$

ist in Abbildung 6.8 zusammen mit der Störübertragungsfunktion der Strecke dargestellt. Während Eingangsstörungen mit niedriger Frequenz durch die offene Strecke stark verstärkt werden, werden diese im geschlossenen Regelkreis durch die niedrige Verstärkung gut unterdrückt (allerdings auch nicht zu Null gemacht).

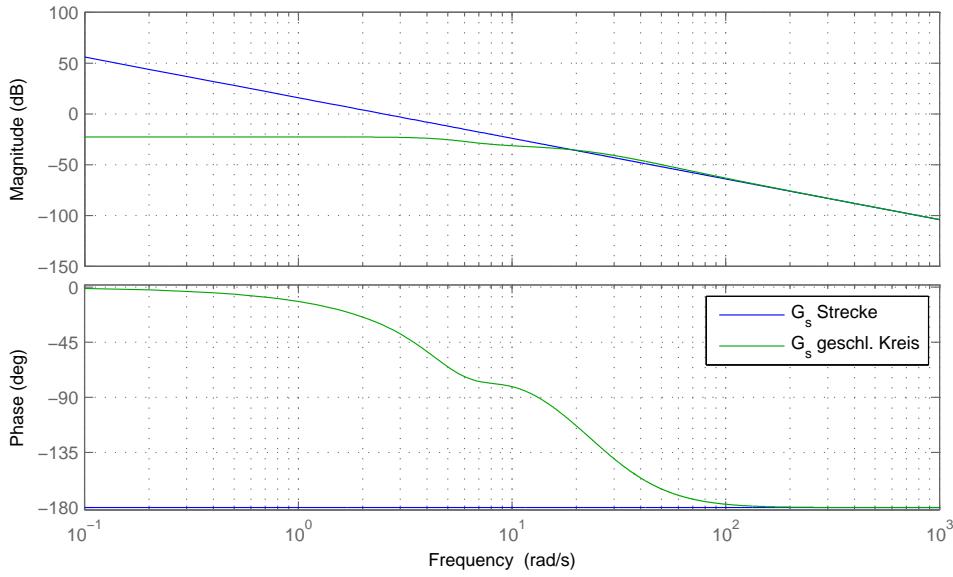


Abbildung 6.8: Bodediagramme von  $G_s$  der Strecke und des geschlossenen Regelkreises ( $W_g = 50$ )

## 6.6 PI-Zustandsregler

Wie oben erwähnt, kann der Zustandsregler eine (zeitweilig) konstante nichtmodellierte Störung, wie sie z.B. in Kurven in Gestalt der Krümmung auftritt, nicht vollständig ausregeln. Der stationäre Fehler wird jedoch umso kleiner, je „schräfer“ der Regler ausgelegt ist (hohe Gewichtungsfaktoren). Um jedoch auch nichtmodellierte stationäre Störgrößen wie z.B. Seitenwind stationär genau ausregeln zu können, wird der Zustandsregler mit einem überlagerten PI-Regler kombiniert. Diese Kombination wird folgend PI-Zustandsregler genannt. Der Entwurf von Zustandsregler und PI-Regler kann integriert erfolgen und ist somit auch größtenteils automatisierbar. Es wird wie in [Ham13b] beschrieben vorgegangen.

Für den PI-Zustandsreglerentwurf wird das System um einen Zustand erweitert. Die erweiterte Systemmatrix  $\mathbf{A}_{PI}$ , der erweiterte Rückführvektor  $\mathbf{k}_{PI}$  und der erweiterte Steuervektor  $\mathbf{b}_{PI}$  nehmen folgende Gestalt an:

$$\mathbf{A}_{PI} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{0} \\ \frac{-1}{T_N} \cdot \mathbf{c} & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{k}_{PI} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_R \cdot \mathbf{c} + \mathbf{k}, -K_R \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_{PI} = \begin{bmatrix} \mathbf{b} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Die Nachstellzeit  $T_N$  des PI-Reglers kann frei vorgegeben werden.

Die Eingangsgröße  $r(t)$  wirkt über den Vektor  $\boldsymbol{\rho}_{PI}$ , in den der PI-Regler eingeht, auf das System:

$$\boldsymbol{\rho}_{PI} = \begin{bmatrix} \mathbf{b} \cdot K_R \\ \frac{1}{T_N} \end{bmatrix}$$

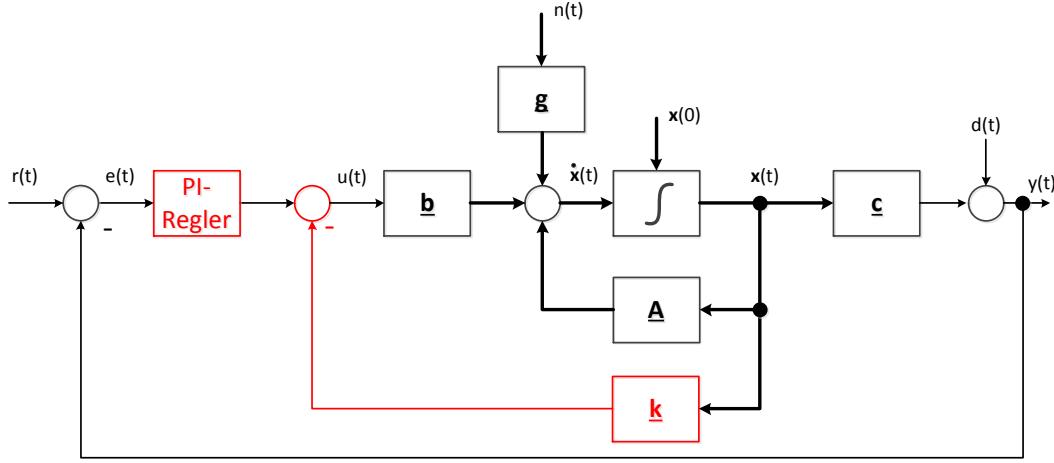


Abbildung 6.9: PI-Zustandsregler

Das erweiterte System in der Zustandsraumdarstellung ist damit

$$\dot{\mathbf{x}}_{PI}(t) = \mathbf{A}_{PI} \cdot \mathbf{x}_{PI}(t) - \mathbf{b}_{PI} \cdot \mathbf{k}_{PI} \cdot \mathbf{x}_{PI}(t) + \rho_{PI} \cdot r(t) \quad (6.15)$$

Der Entwurf erfolgt analog zu dem Zustandsregler ohne vorgeschalteten PI-Regler. Es muss lediglich eine Polstelle bzw. ein Wichtungsfaktor mehr für den Einfluss des PI-Reglers vorgegeben werden. Der Entwurf liefert den Vektor  $\mathbf{k}_{PI}$ . Der Zustandsreglervektor  $\mathbf{k}$  und der Verstärkungsfaktor  $K_R$  des PI-Reglers werden aus  $\mathbf{k}_{PI}$  gewonnen.

$$K_R = -\mathbf{k}_{PI}(n+1) \quad (6.16)$$

$$\mathbf{k} = \mathbf{k}_{PI}(1:n) - K_R \cdot \mathbf{c} \quad (6.17)$$

wobei  $n$  die Anzahl der Systemzustände vor der Erweiterung beschreibt.

Die Gleichung für den PI-Regler lautet

$$u_{PI}(t) = K_R \cdot \left( e(t) + \frac{1}{T_N} \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau \right) \quad (6.18)$$

Abbildung 6.10 zeigt die Reaktion des Systems mit PI-Zustandsregler die Einfahrt in eine Kurve. Es gelten die gleichen Bedingungen wie für Abbildung 6.4. Die sich anfangs aufbauende Querabweichung wird durch den PI-Regler wieder in Richtung Null getrieben. Der Verlauf der anderen Größen weist im Vergleich zum Zustandsregler ohne PI-Anteil so gut wie keine Unterschiede auf.

Der Einfluss des PI-Reglers wird zum einen durch seinen Wichtungsfaktor, zum anderen durch die frei vorgebbare Nachstellzeit  $T_N$  gesteuert. Je stärker der PI-Regler beim LQR-Entwurf gewichtet wird und/oder je kleiner  $T_N$  gewählt wird, desto schneller werden auch nichtmodellierte Störgrößen ausgeregelt. Da die stationär genaue Ausregelung nicht über

den P-Anteil, sondern über den I-Anteil des Reglers geschieht, ist die Wahl der Nachstellzeit von etwas größerer Bedeutung, da sie den I-Anteil des Reglers direkt beeinflusst.

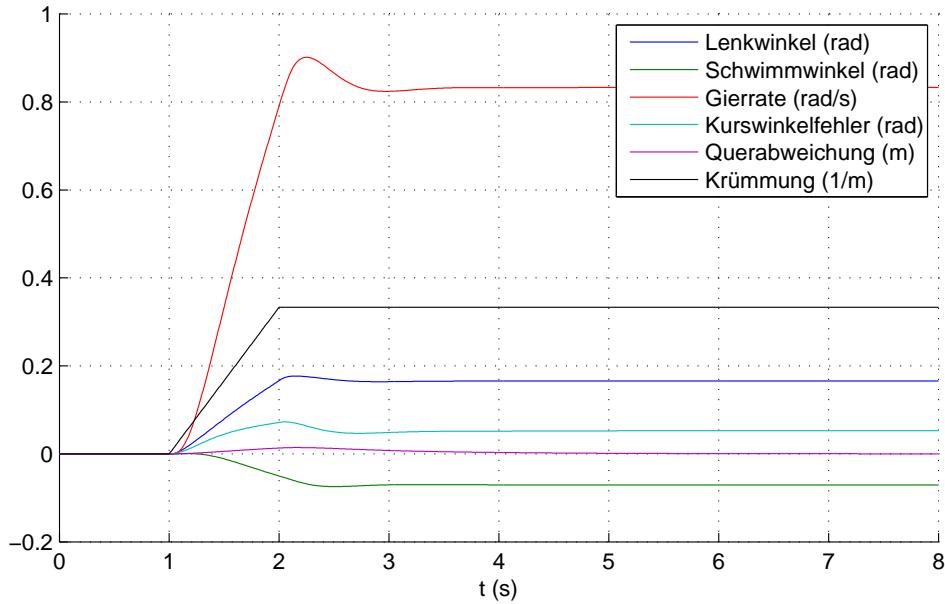


Abbildung 6.10: Regelverhalten PI-Zustandsregler bei Einfahrt in Kurve

Die durch den *lqr*-Entwurf bestimmten Polstellen des geschlossenen Regelkreises (Abb. 6.11) ähneln denen des Zustandsreglers. Durch den Integrator des PI-Reglers ist eine Polstelle hinzugekommen, welche auf der reellen Achse nahe dem Nullpunkt liegt.

Die Führungsübertragungsfunktion für den geschlossenen Regelkreis mit PI-Zustandsregler setzt sich aus der Übertragungsfunktion der zustandsgeregelten Strecke  $G_f(s)$  (Gleichung 6.13) und der Übertragungsfunktion des PI-Reglers

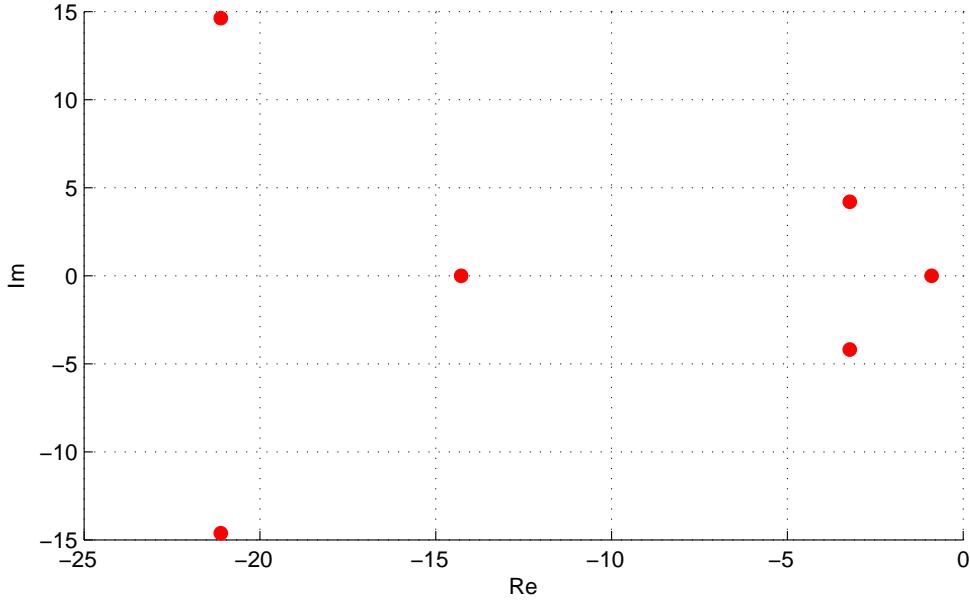
$$G_{PI}(s) = K_R \cdot \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_N} \right) \quad (6.19)$$

zusammen:

$$G_{f,PI}(s) = \frac{y(s)}{r(s)} = \frac{G_{PI}(s) \cdot G_f(s)}{1 + G_{PI}(s) \cdot G_f(s)} \quad (6.20)$$

Im Bodediagramm (Abbildung 6.12) ist zu erkennen, dass die Verstärkung des geschlossenen Kreises für niedrige Frequenzen durch den PI-Regler auf den Wert *Eins* gehoben wird. Langsamen Sollwertänderungen könnte damit genau und (durch den kleinen Phasenverzug in diesem Bereich) relativ schnell gefolgt werden, was hier jedoch von untergeordneter Bedeutung ist, da der Sollwert der Querabweichung stets *Null* ist.

Die Störübertragungsfunktion ergibt sich mit der Störübertragungsfunktion des zustandsgeregelten Kreises  $G_s(s)$  (Gleichung 6.14) zu

Abbildung 6.11: Polstellen des PI-zustandsgeregelten Kreises ( $v = 2,5 \text{ m/s}$ )

$$G_{s,PI}(s) = \frac{y(s)}{n(s)} = \frac{G_s(s)}{1 + G_{PI}(s) \cdot G_f(s)} \quad (6.21)$$

Beim Vergleich von  $G_{s,PI}$  und  $G_s$  (Abbildung 6.13) fällt die nochmals bessere Unterdrückung für Störungen niedriger Frequenzen auf. Geht die Frequenz gegen Null (= konstante Störung), geht die Verstärkung gegen  $-\infty$ , was bedeutet, dass konstante Störungen vollständig ausgeregelt werden. Der Phasengang von  $G_{s,PI}$  weiß passend dazu bei niedrigen Frequenzen einen Wert von ca.  $90^\circ$  auf, was differenzierendes Verhalten bedeutet. Die Ableitung einer konstanten Störgröße ist Null und wirkt sich somit nicht mehr auf die Regelgröße aus.

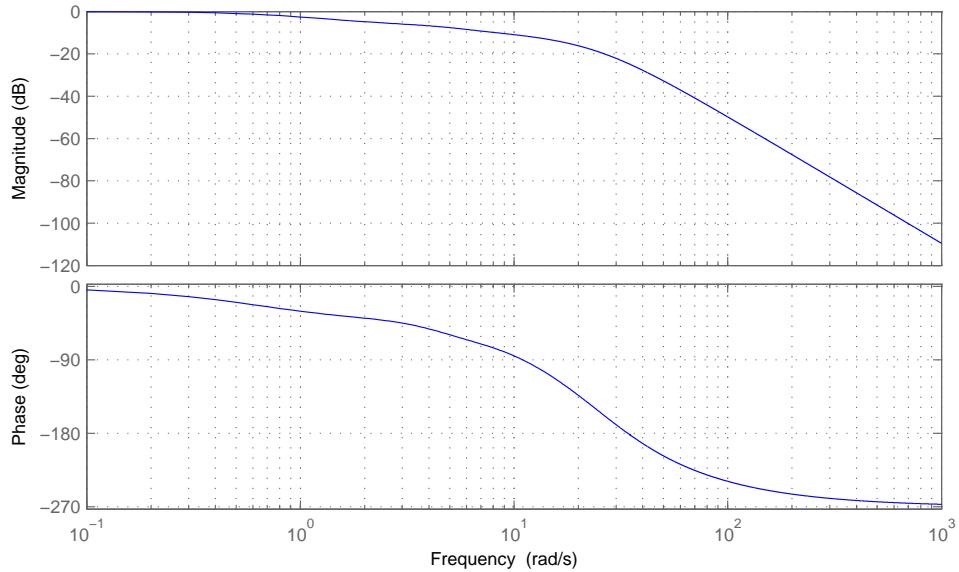


Abbildung 6.12: Bodediagramm der Führungsübertragungsfunktion des zustandsgeregelten Kreises

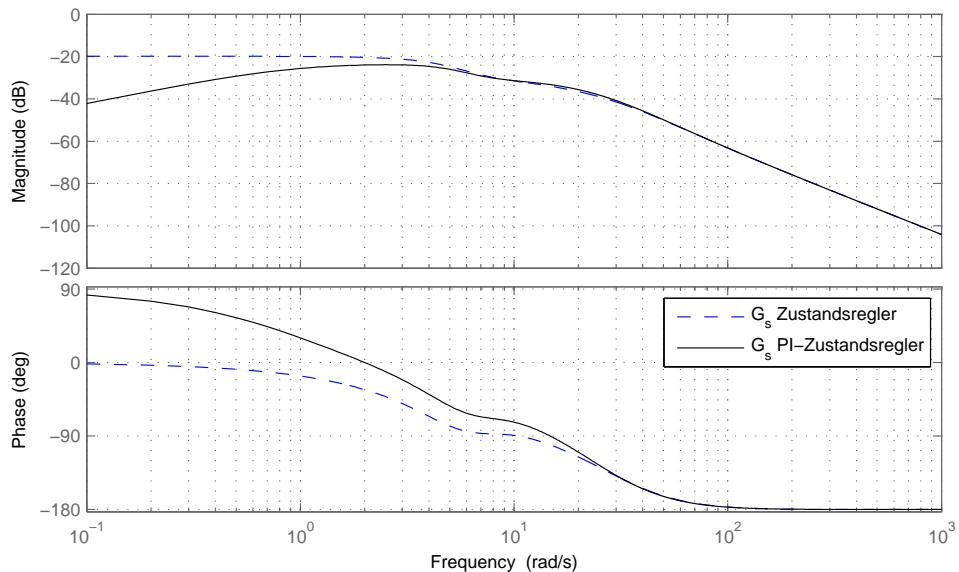


Abbildung 6.13: Bodediagramm der Störübertragungsfunktion des zustandsgeregelten und PI-zustandsgeregelten Kreises

## 6.7 Diskretisierung des Modells und diskreter Entwurf

Die Querregelung soll für den praktischen Einsatz auf der ECU des Modelfahrzeugs implementiert werden, wobei das Softwaremodul der Querregelung alle  $20\text{ ms}$  ausgeführt wird (siehe 2.2). Aus diesem Grund wird der Entwurf nochmals zeitdiskret durchgeführt. Dazu wird das System 6.10 bzw. 5.38 mit Hilfe der  $z$ -Transformation diskretisiert. Das System in der zeitdiskreten Darstellung als rekursive Matrixdifferenzengleichung ist in Abbildung 6.14 zu sehen.

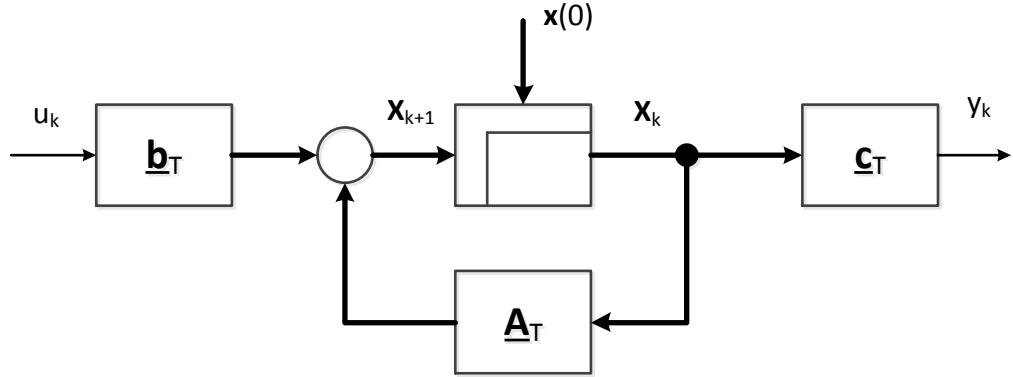


Abbildung 6.14: zeitdiskrete Darstellung des Systems

### 6.7.1 Diskretisierung

Die Überführung von der zeitkontinuierlichen in die zeitdiskrete Form findet nach [Ham13a] in folgenden Schritten statt:

1. Transformation des Systems vom Zeitbereich in den Laplacebereich.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{b} \cdot u(t) & \mathbf{x}(t_0) &= \mathbf{x}_0 \\ s \cdot \mathbf{X}(s) - \mathbf{x}(t_0) &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{X}(s) + \mathbf{b} \cdot U(s)\end{aligned}$$

2. Umstellen der Laplacetransformierten Gleichung nach  $\mathbf{X}(s)$ .

$$\mathbf{X}(s) = \Phi(s) \cdot \mathbf{x}(t_0) + \frac{1}{s} \Phi(s) \cdot \mathbf{b} \cdot u_k \quad \text{mit} \quad \Phi(s) = (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}$$

$\Phi(s)$  wird als Transitions- bzw. Fundamentalmatrix bezeichnet.

3. Rücktransformation in den Zeitbereich.

$$\mathbf{x}(t) = \Phi(T_A) \cdot \mathbf{x}(t_0) + \int_0^{T_A} \Phi(\tau) d\tau \cdot \mathbf{b} \cdot u_k$$

$T_A$  ist dabei die Abtastzeit. Mit den Definitionen

$$\mathbf{A}_T = \Phi(T_A) \quad \text{und} \quad \mathbf{b}_T = \int_0^{T_A} \Phi(\tau) d\tau \cdot \mathbf{b}$$

kann nun das zeitdiskrete System in der Form

$$\mathbf{x}_{k+1} = \mathbf{A}_T \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{b}_T \cdot u_k$$

$$y_k = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_k + d \cdot u_k$$

geschrieben werden.

Da vor allem die Rücktransformation in den Zeitbereich sehr aufwendig ist, wird die Diskretisierung computergestützt durchgeführt. Das diskretisierte System in der Darstellung mit den Formelzeichen ist sehr sperrig kann hier aus Platzgründen nicht dargestellt werden. Beispielhaft werden die diskrete und die kontinuierliche Systemmatrix mit den Zahlenwerten für die Geschwindigkeit  $v = 2,5 \text{ m/s}$  und die Abtastzeit  $T_A = 0,02 \text{ s}$  dargestellt:

$$A_T = \begin{bmatrix} 0,670 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0,027 & 0,886 & -0,015 & 0 & 0 \\ 0,718 & 0,489 & 0,846 & 0 & 0 \\ -0,007 & -0,005 & -0,018 & 1 & 0 \\ -0,002 & 0,045 & -0,008 & 0,050 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

$$A_{kont.} = \begin{bmatrix} -20 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2,22 & -5,77 & -0,91 & 0 & 0 \\ 46,87 & 28,12 & -8,04 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 2,50 & -0,40 & 2,50 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

Es fällt auf, das manche Matrixelemente, die in der kontinuierlichen Darstellung den Wert 0 besitzen, in der diskreten Darstellung einen Wert  $\neq 0$  besitzen, und umgekehrt. Die meisten Zahlenwerte der diskreten Darstellung sind sehr klein. (Mit steigender Abtastzeit werden die Zahlenwerte größer.) Der Vergleich von kontinuierlichem und diskreten System zeigt in der Simulation keine merklichen Unterschiede. Dies liegt zum einen an der geringen Abtastzeit, zeigt aber zum anderen auch die Richtigkeit der Diskretisierung.

### 6.7.2 Wahl der Abtastzeit

Im Folgenden wird von einer festen Abtastzeit  $T_A$  ausgegangen. Die Fahrspurerkennung arbeitet hingegen mit einer variablen Abtastzeit von im Schnitt 50 ms. Da das Softwaremodul der Querregelung alle 20 ms ausgeführt wird, wird der Regler für eine Abtastzeit

von  $T_A = 20 \text{ ms}$  entworfen. Dies steht zunächst im Widerspruch zu der tatsächlichen mittleren Abtastzeit der Fahrspurerkennung. Wegen des Messrauschens werden in einem späteren Schritt jedoch noch Filter zur Glättung der Messwerte eingesetzt werden, welche mit der gleichen Frequenz wie das Reglermodul aufgerufen werden. Durch diese Glättung erscheinen die Signale der Fahrspurerkennung für den Regler als „quasi-analog“. Abbildung 6.15 stellt reale Messwerte für die Querabweichung ( $T_A = 0,05 \text{ s}$ ) und PT1-gefilterte Werte ( $T_A = 0,02 \text{ s}$ ) dar. Der Regler kann so ohne merkliche Verschlechterung des Regelverhaltens mit einer anderen Frequenz als die Fahrspurerkennung ausgeführt werden.

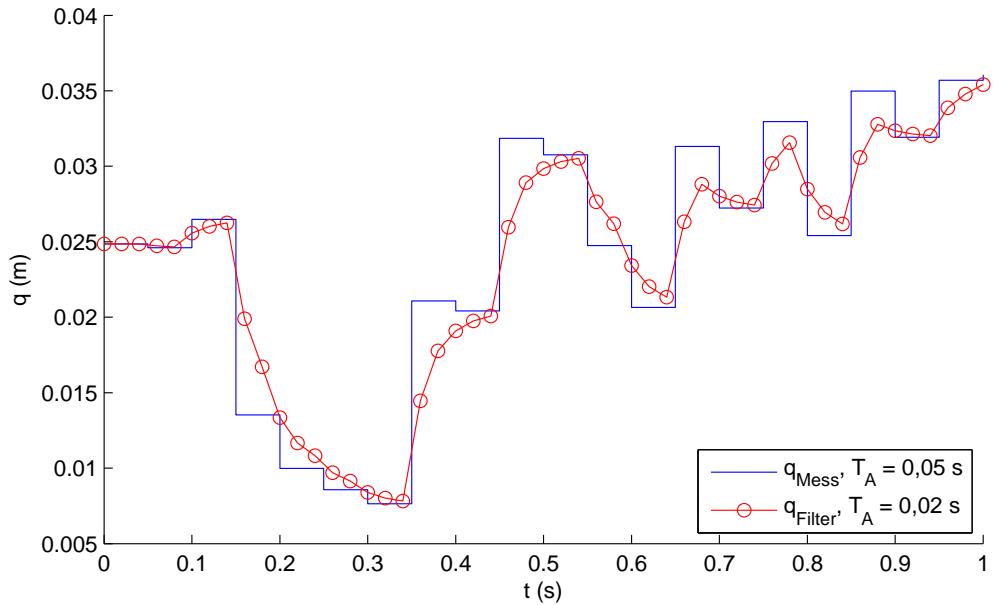


Abbildung 6.15: Messwerte der Querabweichung ( $T_A = 50 \text{ ms}$ ) und PT1-gefilterte Werte ( $T_A = 20 \text{ ms}$ , Zeitkonstante  $T_{PT1} = 20 \text{ ms}$ )

Dieser „workaround“ ist notwendig, da Fahrspurerkennung und Regelung zum jetzigen Zeitpunkt mangels implementierter Synchronisiermechanismen zwischen den beiden Prozessorboards asynchron ausgeführt werden. Durch die zyklische Übermittlung der Messwerte (egal ob noch alt oder schon neu) kann die momentane Abtastzeit durch die Querregelung auch nur unzureichend rekonstruiert werden.

Für die Zukunft ist die Synchronisation von Fahrspurerkennung und Querregelung sowie eine niedrigere Abtastzeit der Fahrspurerkennung wünschenswert. Beide Maßnahmen tragen zur Verbesserung des Regelverhaltens bei.

### 6.7.3 Entwurf des diskreten PI-Zustandsreglers

Der Entwurf des diskreten PI-Zustandsreglers erfolgt weitgehend analog zu dem kontinuierlich PI-Zustandsregler. Durch die Diskretisierung ergeben sich jedoch Unterschiede in den erweiterten Matrizen (vgl. [Ham12]). Die erweiterte Systemmatrix  $\mathbf{A}_{TI}$ , der erweiterte Rückführvektor  $\mathbf{k}_{TI}$  und der erweiterte Steuervektor  $\mathbf{b}_{TI}$  und das nehmen folgende Gestalt an:

$$\mathbf{A}_{TI} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_T & \mathbf{0} \\ -\mathbf{c} & 1 \end{bmatrix} \quad \mathbf{k}_{TI} = \begin{bmatrix} K_P \cdot \mathbf{c} + \mathbf{k}_T, & -K_I \end{bmatrix} \quad \mathbf{b}_{TI} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_T \\ 0 \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\rho}_{TI} = \begin{bmatrix} K_P \cdot \mathbf{b}_T \\ 1 \end{bmatrix}$$

Der PI-Regler wird in erweiterten Systemmatrix  $\mathbf{A}_{TI}$  zunächst als offener Integrator modelliert. Auch hier wirkt die Führungsgröße über über  $\boldsymbol{\rho}_{TI}$  auf das System.

Der P-Faktor des PI-Reglers kann mit

$$K_P = K_I \cdot \frac{T_N}{T_A} \quad (6.24)$$

berechnet werden, wobei die Nachstellzeit  $T_N$  wieder frei vorgegeben werden kann <sup>4</sup>. Jetzt kann der Zustandsreglervektor  $\mathbf{k}_T$  über

$$\mathbf{k}_T = \mathbf{k}_{TI}(1 : n) - K_P \cdot \mathbf{c} \quad (6.25)$$

gewonnen werden.

Zum Entwurf kann grundsätzlich das gleiche Verfahren wie beim kontinuierlichen PI-Zustandsregler angewendet werden. In MATLAB eröffnen sich für den Entwurf eines zeitdiskreten Reglers für eine zeitkontinuierliche Regelstrecke verschiedene Möglichkeiten:

- Mit der Funktion *lqr* kann ein zeitdiskreter Regler für eine kontinuierliche Strecke direkt entworfen werden. Die Diskretisierung seitens des Benutzers ist dabei nicht nötig, sondern wird programmintern ausgeführt. Zu beachten ist, dass hier der Vektor

$$\mathbf{k}_{TI,2} = \begin{bmatrix} K_P \cdot \mathbf{c} + \mathbf{k}_T, & \frac{-K_I}{T_A} \end{bmatrix}$$

zurückgeliefert wird.

- In dieser Arbeit wird folgender Weg gegangen: Es wird zunächst der zeitkontinuierliche PI-Zustandsregler entworfen. Die Polstellen des geschlossenen Regelkreises werden aus dem *Laplace*-Bereich in den *z*-Bereich mit der Beziehung

$$z = e^{s \cdot T_A} \quad (6.26)$$

transformiert. Darauf kann der Entwurf des diskreten PI-Zustandsreglers mit den diskretisierten erweiterten Matrizen und der Vorgabe der *z*-Pole über die Funktion *place* erfolgen.

Beide Verfahren liefern (bis auf Rundungsfehler) gleiche Ergebnisse.

Die Parameter des zeitdiskreten Reglers (Gl. 6.27) sind kleiner als die des kontinuierlichen (Gl. 6.28) ( $v = 2,5 \text{ m/s}$ ,  $W_g = 50$ ,  $T_N = 1 \text{ s}$ ). Je größer die Abtastzeit, desto kleiner werden die diskreten Reglerparameter im Vergleich zu den kontinuierlichen. Umgekehrt

<sup>4</sup>Der PI-Regler (Gleichung 6.19) wurde hier mit der Rechteckregel diskretisiert ( $s$  wird durch  $\frac{z-1}{T_A}$  ersetzt)

gehen die diskreten Werte für  $\lim_{T_A \rightarrow 0}$  in die kontinuierlichen Werte über.

$$k_{diskret} = \begin{bmatrix} 1, 23 & 3, 60 & 0, 57 & -4, 95 & -9, 86 \end{bmatrix} \quad K_{P, diskret} = -2, 36 \quad (6.27)$$

$$k_{kont.} = \begin{bmatrix} 1, 48 & 4, 49 & 0, 74 & -6, 19 & -13, 14 \end{bmatrix} \quad K_{P, kont.} = -3, 16 \quad (6.28)$$

## 6.8 Untersuchung der Robustheit des PI-Zustandsreglers

Um die Robustheit des entworfenen PI-Zustandsreglers gegen Parameterschwankungen zu prüfen, wurden die Schräglaufstifigkeiten und/oder Masse und Trägheitsmoment des Fahrzeugs in den Simulationen probeweise verändert. Dabei stellte sich heraus, dass eine Erhöhung der Schräglaufstifigkeiten eine positive Auswirkung auf das Regelverhalten hat. Der Verlauf aller betrachteten Größen weist weniger Schwingungsverhalten auf, die Querabweichung ist zu jedem Zeitpunkt geringer als bei der Simulation ohne Parametervariation. Dieses Verhalten kann damit erklärt werden, dass der durch die erhöhten Schräglaufstifigkeiten verbesserte Reifen-Fahrbahn-Kontakt eine schnellere Reaktion des Fahrzeugs auf Lenkwinkeländerungen ermöglicht. Das Auto liegt besser auf der Fahrbahn, dadurch gerät das System nicht ins Schwingen sondern wird im Gegenteil stabilisiert. Eine ähnlich gute Auswirkung hat die Verringerung der Masse sowie des Trägheitsmomentes. Das Auto wird dadurch wendiger, was hier wiederum nicht bedeutet, dass das System schneller außer Kontrolle gerät. Vielmehr trägt diese Parametervariation (solange sie sich in gewissen Grenzen bewegt) zur Stabilisierung des Systems bei.

Abbildung 6.16 zeigt die Reaktion des PI-zustandsgeregelten Systems auf die Einfahrt in eine Kurve ( $v = 2,5 \text{ m/s}$ ,  $r = 3 \text{ m}$ ). Die Schräglaufstifigkeiten des Systems sind im Gegensatz zum Reglerentwurf auf das 1,3-fache erhöht, während Masse und Trägheitsmoment auf 0,7-fache abgesenkt wurden. Da ansonsten die gleichen Bedingungen wie für Abbildung 6.10, gelten, können die Verläufe direkt verglichen werden. Es fällt der ruhigere Verlauf in der Simulation mit den „günstigen“ Parametervariationen auf.

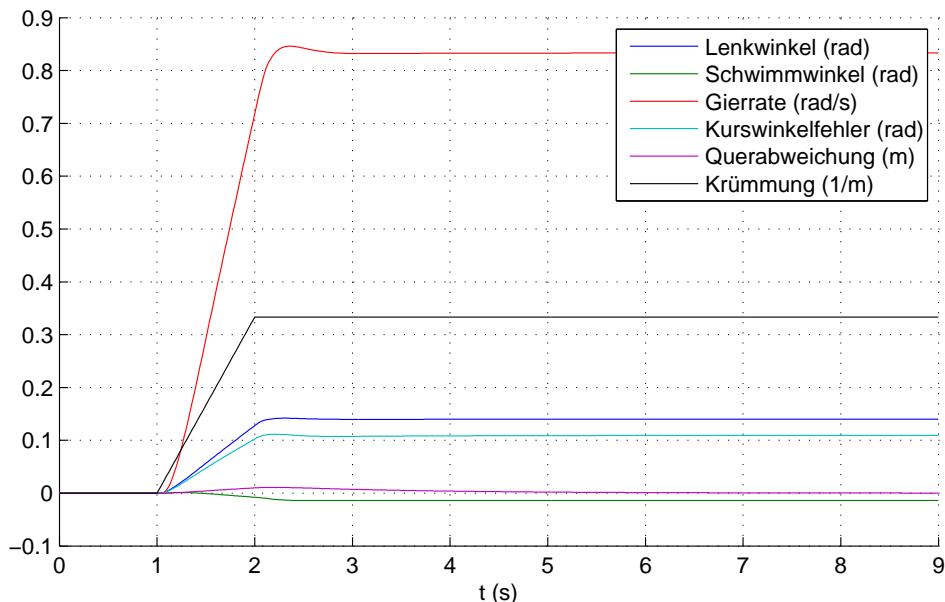


Abbildung 6.16: Regelverhalten bei günstiger Parametervariation:  $(c_v, c_h) \cdot 1.3$  ;  $(m, J_z) \cdot 0.7$

Eine Verringerung der Schräglaufstifigkeiten verschlechtert den Reifen-Fahrbahn-Kontakt und wirkt sich somit ungünstig auf das System- und Regelverhalten aus. Ähnlich verhält es sich mit einer Erhöhung der Masse und des Trägheitsmomentes. Das Fahrzeug wird dadurch träger und erfordert ein stärkeres dynamisches Verhalten der Regelung für ein gutes Regelverhalten. Abbildung 6.17 zeigt das Verhalten des Systems bei einer sehr ungünstigen Parametervariation: die Schräglaufstifigkeiten sind auf das 0,5-fache verringert, Masse

und Trägheitsmoment auf das 1,5-fache erhöht. Zusätzlich ist die Geschwindigkeit im Vergleich zum Reglerentwurf auf das 1,1-fache erhöht, was sich zusätzlich ungünstig auswirkt. Dieses Szenario ist vergleichbar mit einer Fahrt mit dem überladenen Fahrzeug auf rutschigem Untergrund.

Die ungünstigen Parametervariationen äußern sich in einem verschlechterten Regelverhalten. Alle Größen bis auf die Querabweichung schwingen merklich, dennoch bleibt die Regelung stabil. Die Querabweichung steigt anfangs auf einen relativ hohen Wert von ca. 7 cm an, was knapp einem Viertel der Fahrzeugsbreite entspricht. Durch eine (etwas) stärkere Gewichtung des PI-Reglers, der hier maßgeblich für die Robustheit der Regelung verantwortlich ist, kann dieser Wert jedoch ohne Stabilitätsverlust verringert werden. Nach einiger Zeit ist die Querabweichung vollständig ausgeregelt. Die entworfene Regelung kann angesichts des akzeptablen Regelverhaltens unter widrigen Bedingungen als robust gelten.

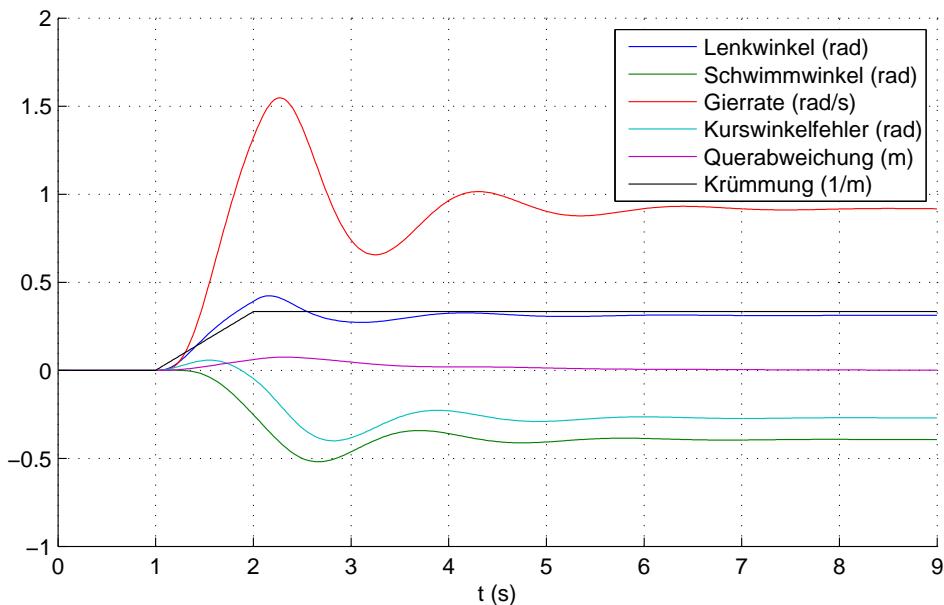


Abbildung 6.17: Regelverhalten bei ungünstiger Parametervariation:  $(c_v, c_h) \cdot 0,5$  ;  $(m, J_z) \cdot 1,5$  ;  $v \cdot 1,1$

Selbst beim Betrieb der Regelung an ihrer Gültigkeitsgrenze ist diese tolerant gegenüber Parameterschwankungen. Der Kurvenradius wurde hier bei gleicher Geschwindigkeit auf 1,5 m verringert, was mit Gleichung 5.45 auf eine sehr hohe Querbeschleunigung von  $4,167 \frac{m}{s^2}$  führt. Selbst hier bleibt die Regelung bei 0,7-fachen Schräglauftiefeigkeiten und 1,3-facher Masse und Trägheitsmoment stabil (Abbildung 6.18).

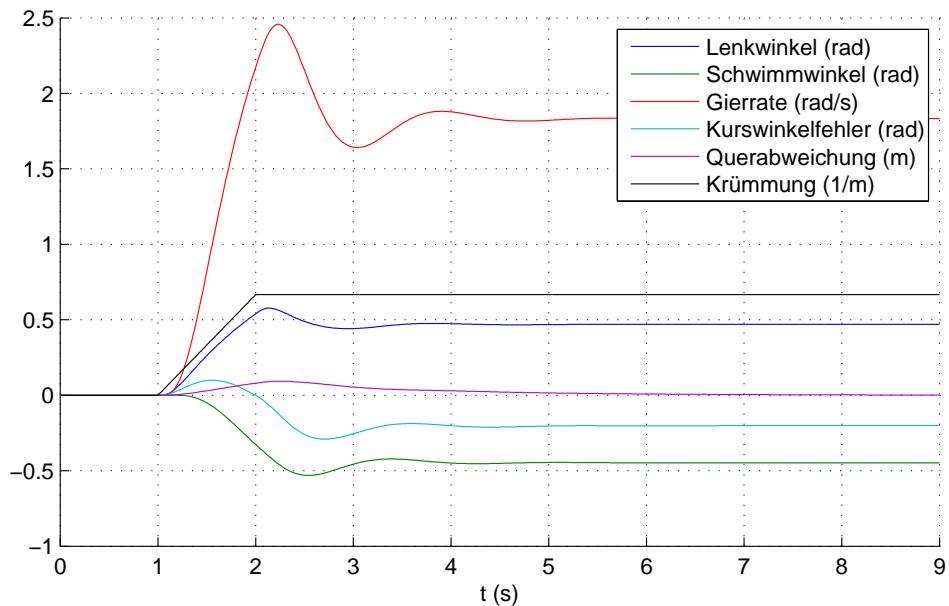


Abbildung 6.18: Regelverhalten bei ungünstiger Parametervariation:  $(c_v, c_h) \cdot 0,7 ; (m, J_z) \cdot 1,3 ; v \cdot 1,1 ;$  Kurvenradius 1,5 m,

## 6.9 Zustandsbeobachter

Von den Systemzuständen werden lediglich die Querabweichung  $q$  und der Kurswinkelfehler  $\theta$  gemessen. Da für den Einsatz eines Zustandsreglers aber alle Zustände des Systems bekannt sein müssen, muss ein Zustandsbeobachter entworfen werden. Mit diesem können die nicht gemessenen Zustände geschätzt und dem Zustandsregler zugeführt werden.

Der Beobachter besitzt die Form

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}_o \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{b}_o u(t) + \mathbf{l} \tilde{y}(t) \\ \hat{y}(t) &= \mathbf{c} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \hat{\mathbf{x}}(0) &= \mathbf{0}\end{aligned}$$

Diese ähnelt der Zustandsform für die Regelstrecke, enthält aber anstelle der tatsächlichen Zustände  $\mathbf{x}(t)$  die geschätzten Zustände  $\hat{\mathbf{x}}(t)$ . Der Beobachterfehler  $\tilde{y}(t)$  ist die Differenz zwischen gemessener und geschätzter Ausgangsgröße:

$$\tilde{y}(t) = y(t) - \hat{y}(t)$$

Er wird mit einer vektoriellen Gewichtung  $\mathbf{l}$  zurückgeführt. Die Beobachterpole können durch den frei wählbaren Rückführvektor - analog zu denen des Zustandsreglers - vorgegeben werden. Liegen alle Pole der Matrix  $(\mathbf{A} - \mathbf{l} \cdot \mathbf{c})$  in der linken s-Halbebene, konvergiert der Beobachterfehler gegen Null. (vgl. [Kra08], S.334 ff.)

Der Beobachter schätzt anhand des mathematischen Modells der Strecke die Systemzustände. Sind Beobachtermodell und Regelstrecke gleich, ist der Beobachterfehler stets Null. In der Praxis ist das dem Beobachter zugrunde liegende Modell oft vereinfacht (so auch hier), zudem ergeben sich durch Parameterabweichungen Unterschiede zur realen Regelstrecke. Durch die gewichtete Rückführung des Beobachterfehlers, der sich aus dem Vergleich von gemessener und geschätzter Ausgangsgröße ergibt, wird der Beobachter der realen Strecke nachgeführt.

Der Beobachter kann aufgeteilt werden in ein Prozessmodell

$$\dot{\mathbf{x}}_M(t) = \mathbf{A}_o \cdot \mathbf{x}_M(t) + \mathbf{b}_o \cdot u(t) \quad (6.29)$$

$$y_M(t) = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_M(t) \quad (6.30)$$

mit dem die Systemzustände geschätzt werden, und in den tatsächlichen Beobachter

$$\dot{\mathbf{x}}_o(t) = \mathbf{A}_o \cdot \mathbf{x}_o(t) + \mathbf{l} \cdot \tilde{y}(t) \quad (6.31)$$

$$y_o(t) = \mathbf{c} \cdot \mathbf{x}_o(t) \quad (6.32)$$

der die geschätzten Größen durch den Vergleich mit der gemessenen Ausgangsgröße der Strecke nachführt (Abbildung 6.20). Mit den Übertragungsfunktionen für das Prozessmodell

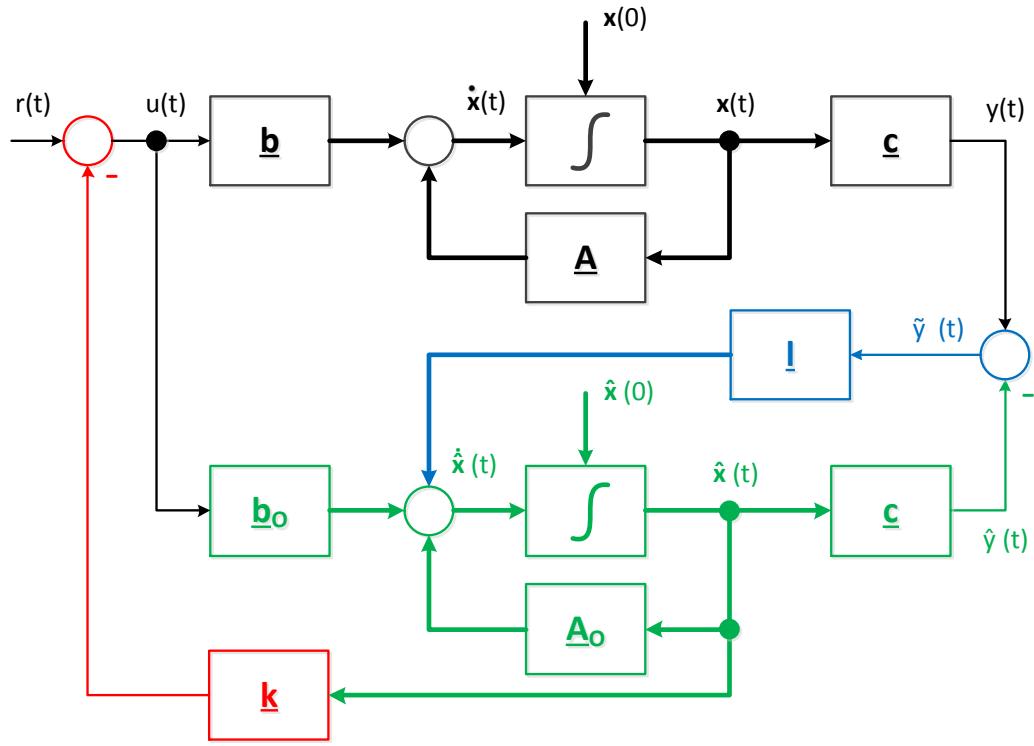


Abbildung 6.19: Strecke (schwarz), Beobachtermodell (grün), Beobachterrückführung (blau), Zustandsregler (rot)

$$G_M(s) = \frac{Y_M(s)}{U(s)} = \mathbf{c} \cdot (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A}_o)^{-1} \cdot \mathbf{b}_o \quad (6.33)$$

und den eigentlichen Beobachter

$$G_o(s) = \frac{Y_o(s)}{\tilde{Y}(s)} = \mathbf{c} \cdot (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A}_o)^{-1} \cdot \mathbf{1} \quad (6.34)$$

sowie der Führungsübertragungsfunktion der Strecke

$$G_f(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \mathbf{c} \cdot (s \cdot \mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1} \cdot \mathbf{b} \quad (6.35)$$

lautet die Übertragungsfunktion für den Beobachterfehler

$$G_{\tilde{y}}(s) = \frac{\tilde{Y}(s)}{U(s)} = \frac{G_f(s) - G_M(s)}{1 + G_o(s)} \quad (6.36)$$

Es ist erkennbar, dass der Beobachterfehler *Null* wird, wenn Strecke und Streckenmodell übereinstimmen.

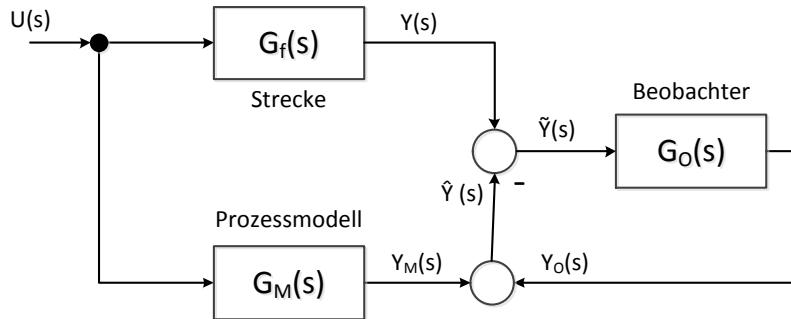


Abbildung 6.20: Aufteilung des Beobachters in Prozessmodell und Beobachter

### 6.9.1 Beobachtbarkeit

Damit ein funktionierender Beobachter entworfen werden kann, muss das betrachtete System beobachtbar sein. Dies ist der Fall, wenn die  $n \times n$  - Beobachtbarkeitsmatrix

$$M = \begin{bmatrix} c & cA & \dots & cA^{n-1} \end{bmatrix}^T$$

denn vollen Rang hat, d.h. sie ist regulär bzw. invertierbar.

### 6.9.2 Entwurfsverfahren für Beobachter

Für den Beobachter gibt es, wie beim Zustandsregler, unterschiedliche Entwurfsverfahren, welche sich in Vorgehen und Entwurfszielen unterscheiden. Die Struktur des Beobachters bleibt dabei immer gleich, lediglich die Werte des Rückführvektors  $l$  unterscheiden sich. Es werden zwei verschiedene Beobachterarten unterschieden:

- Der **Luenberger-Beobachter** wird durch Polvorgabe (analog zum Zustandsregler) entworfen. Durch die Vorgabe der Pole kann das dynamische Verhalten des Beobachters festgelegt werden. Oft wird der Beobachter „schneller“ als die Regelstrecke ausgelegt (d.h. die Beobachterpole liegen in der Laplace-Ebene weiter links als die Streckenpole), damit der Beobachterfehler schnell abklingt und reale sowie geschätzte Zustände stets gut übereinstimmen.
- Bei dem **Kalman-Beobachter** steht die Unterdrückung des Mess- und Prozessrauschen in den Schätzwerten als Entwurfsziel im Vordergrund. Durch die Analyse des Sensorrauschen sowie der Auswirkung eines Rauschens auf dem Eingang der Strecke (Prozessrauschen) wird die Beobachterrückführung so ausgelegt, dass das Rauschen möglichst gut gefiltert wird. Das dynamische Verhalten des Beobachters geht hier nicht als Entwurfsziel ein.
- Bei dem diskreten Entwurf eines Kalman-Beobachters spricht man von einem **Kalman-Filter**. Dieses kann mit einer stationären Rückführung oder nicht-stationär entworfen werden. Im nicht-stationären Fall bestimmt das Filter in jedem Schritt den

Rückführvektor neu. So kann sich das Filter in einem gewissen Rahmen an Änderungen des Systems anpassen.

## 6.10 Computergestützter Entwurf des Beobachters

Der Entwurf eines Luenberger-Beobachters durch Polvorgabe geschieht analog zum Entwurf eines Zustandsreglers durch Polvorgabe (siehe Kapitel 6.4.2). Es müssen lediglich die für den Entwurf verwendeten Matrizen wie in Tabelle 6.1 beschrieben vertauscht werden.

Entwurf Zustandsregler	Entwurf Beobachter
Steuerbarkeitsmatrix $\mathbf{W}$	Beobachtbarkeitsmatrix $\mathbf{M}$
Systemmatrix $\mathbf{A}$	transponierte Systemmatrix $\mathbf{A}^T$
Steuervektor $\mathbf{b}$	transponierter Messvektor $\mathbf{c}^T$
Zustandsrückführung $\mathbf{k}$	transponierte Beobachterrückführung $\mathbf{l}^T$
Vorgabe Polynom geschl. Regelkreis $N_T(s)$	Vorgabe Polynom Beobachterpole $N_B(s)$

Tabelle 6.1: Analoge Größen Zustandsregerentwurf - Beobachterentwurf

In dieser Arbeit wird ein Luenberger-Beobachter entworfen. Die Pole werden jedoch nicht „von Hand“ vorgegeben, da sich dieses Vorgehen schlecht automatisieren lässt. Vielmehr wird die *lqr*-Funktion - wie für den Entwurf des Zustandsreglers - verwendet, wobei die Matrizen für den Entwurf gemäß Tabelle 6.1 vertauscht werden.

Die Vorgabe der Wichtungsfaktoren für die einzelnen Elemente gestaltet sich hier jedoch anders als beim Zustandsregler. Da der Beobachterfehler für alle Zustände gleichermaßen schnell gegen Null streben soll, sind die Zustände hier alle gleich stark gewichtet. Über den Gesamtfaktor  $W_{g,O}$  kann (wie beim Zustandsregler) die generelle Schnelligkeit des Beobachters festgelegt werden. Auch hier hat sich herausgestellt, dass ein sich je nach Geschwindigkeitsarbeitspunkt ändernder Gesamtfaktor sinnvoll ist. Je höher die Geschwindigkeit, desto dynamischer muss der Beobachter reagieren. Deshalb steigt  $W_{g,O}$  mit der Geschwindigkeit. Die Vorgabe an die Hauptdiagonale der Matrix  $\mathbf{Q}$  hat hier folgende Form:

$$\mathbf{Q} = W_{g,O} \cdot \text{diag} (1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1) \quad (6.37)$$

Wie beim Zustandsregler muss auch beim Beobachterentwurf ein Kompromiss aus guten dynamischen Eigenschaften und Rauschunterdrückung gefunden werden. Wird der Beobachter zu langsam ausgelegt, werden falsch geschätzte Werte nicht schnell genug korrigiert. Umgekehrt wird das Messrauschen stark verstärkt, wenn der Beobachter zu schnell ausgelegt wird, was zu einem unruhigen Verhalten der Regelung führt.

Abbildung 6.21 sind die Beobachterpole im zusammen mit den Polen des geschlossenen Regelkreises für die Geschwindigkeit  $v = 2 \text{ m/s}$  dargestellt. Der Gesamtwichtungsfaktor für den Beobachterentwurf ist hier  $W_{g,O} = 20$ . Die Beobachterpole liegen nicht weiter links als die Pole des geschlossenen Regelkreises. Der Beobachter ist hier nicht sehr schnell ausgelegt, um Messrauschen nicht übermäßig zu verstärken.

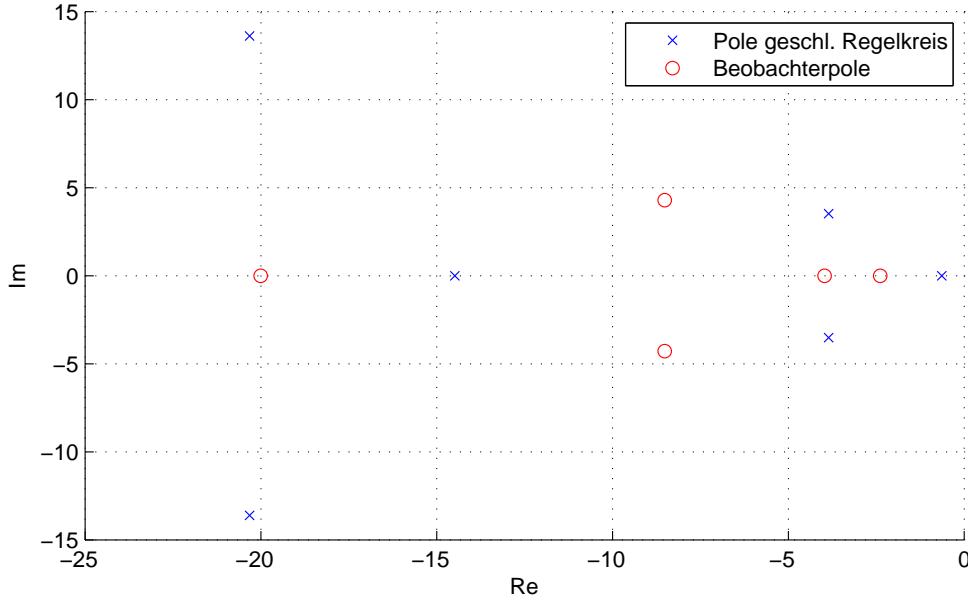


Abbildung 6.21: Pole des PI-zustandsgeregelten Kreises und Beobachterpole für  $v = 2 \text{ m/s}$

,

### 6.10.1 Reduzierter Beobachter

Neben der Querabweichung wird auch der Kurswinkelfehler durch die Fahrspurerkennung ermittelt. Deshalb muss dieser nicht mehr durch den Beobachter geschätzt werden, wodurch der Beobachter um eine Größe reduziert werden kann. Die Matrixelemente der entsprechenden Zeile im Prozessmodell werden alle zu *Null* gesetzt.

## 6.11 Verhalten des Beobachters und der Regelung bei Parameterschwankungen

Da der Beobachter mit reduzierter Modellkomplexität entworfen wurde und in der Praxis oft kleine Parameterunterschiede im Gegensatz zum Entwurf auftreten, soll der Beobachter auf die Toleranz gegenüber Parameterschwankungen untersucht werden. Dazu wurden folgende Größen variiert:

- Die Schräglauigsteifigkeiten mit einem Faktor  $F_c = 0,7 \dots 1,3$
- Masse und Trägheitsmoment mit einem Faktor  $F_m = 0,7 \dots 1,3$
- Die Vorausschaudistanz mit einem Faktor  $F_D = 0,8 \dots 1,2$
- Die Zeitkonstante des Lenkservos mit einem Faktor  $F_T = 0,5 \dots 1,5$

Die Simulationsuntersuchungen werden am geschlossenen Regelkreis durchgeführt, wobei der Zustandsregler die Schätzwerte des Beobachters erhält. So kann neben dem Verhalten des Beobachters das Verhalten der gesamten Regelung untersucht werden.

Das Verhalten von Beobachter und Regelung bei einer besonders ungünstigen Kombination wird in Abbildung 6.22 gezeigt ( $v = 2 \text{ m/s}$ ). Die durchgezogenen Linien sind dabei die Schätzwerte, während die tatsächlichen Werte gestrichelt dargestellt sind. Es ist zu

erkennen, dass vor allem Querabweichung, Schwimmwinkel und Gierrate falsch geschätzt werden. Gemessen an der hohen Variation der Parameter sind die Schätzfehler jedoch nicht übermäßig hoch. Während der Kurvenfahrt ( $\kappa \neq 0$ ) ist der Beobachterfehler für die Querabweichung auf einem konstanten niedrigen Wert. Wird die Kurve verlassen, konvergiert der Beobachterfehler trotz Modellfehler gegen Null (Abb. 6.23).

Hier wird deutlich, dass bei Anwesenheit einer zeitweilig konstanten Störung (hier der Krümmung  $\kappa$ ) der Beobachterfehler nicht gegen Null konvergiert, was analog zum Zustandsregler ist, der nichtmodellierte konstante Störgrößen auch nicht vollständig ausregeln kann. Je „schräfer“ der Beobachter ausgelegt wird, desto kleiner ist der stationäre Beobachterfehler bei Anwesenheit einer konstanten Störung.

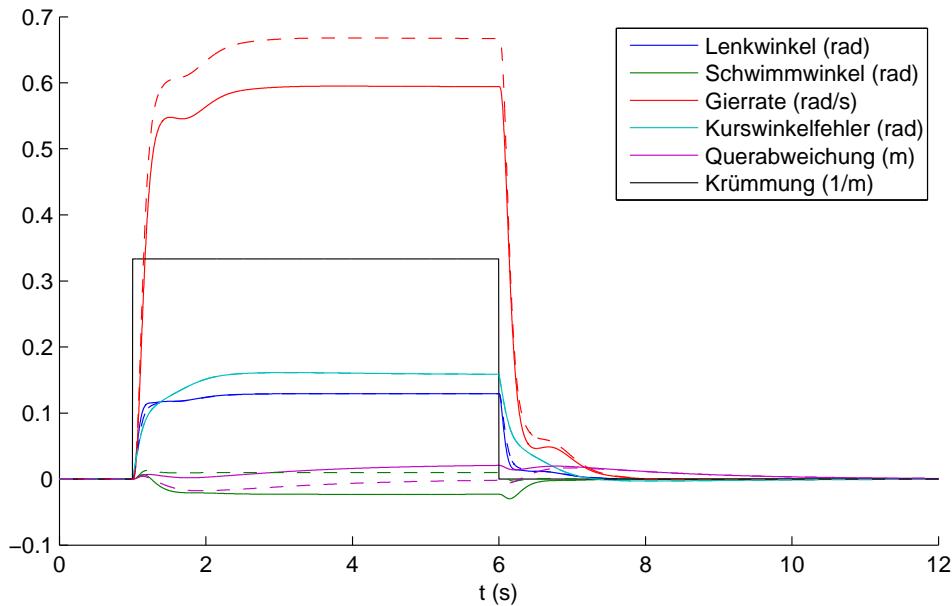


Abbildung 6.22: Regel- und Beobachterverhalten bei ungünstiger Parametervariation:  
 $F_c = 1,3$  ,  $F_m 0,7$  ,  $F_D = 1,2$  ,  $F_T = 1,5$ ; reale Größen gestrichelt,  
geschätzte Größen durchgezogen

Abbildung 6.24 zeigt eine für Regler wie für Beobachter ungünstige Parametervariation. Auch hier werden Größen falsch geschätzt. Dennoch fällt, wie oben schon, das gute Verhalten der gesamten Regelung unter widrigen Bedingungen auf. Vor allem der überlagerte PI-Regler sorgt für die Ausregelung der tatsächlichen Querabweichung (gestrichelte Linie) selbst während einer Kurve. Das Gesamtsystem aus Beobachter und Regelung kann bis hierhin als robust bezeichnet werden.

In Abbildung 6.25 ist die Übertragungsfunktion des Beobachterfehlers (Gleichung 6.36) für die zweite Parametervariation dargestellt. Die Verstärkung ist immer negativ, d.h. auch bei niedrigen Frequenzen wird der Beobachterfehler relativ klein gehalten. Durch eine schärfere Auslegung des Beobachterrückführvektors kann die Verstärkung weiter verringert werden.

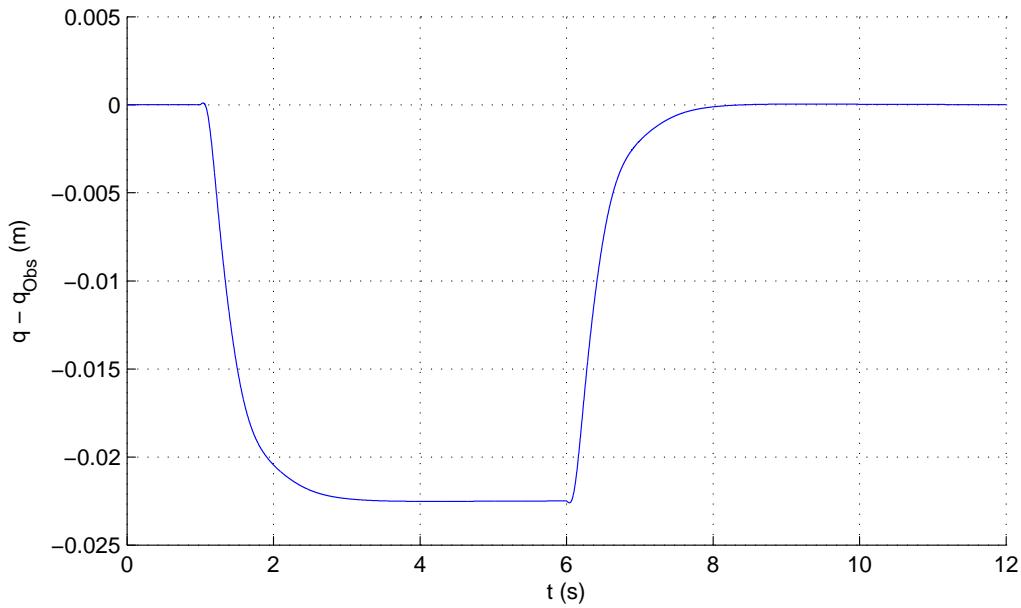


Abbildung 6.23: Beobachterfehler bei ungünstiger Parametervariation:  $F_c = 1,3$ ,  $F_m = 0,7$ ,  $F_D = 1,2$ ,  $F_T = 1,5$

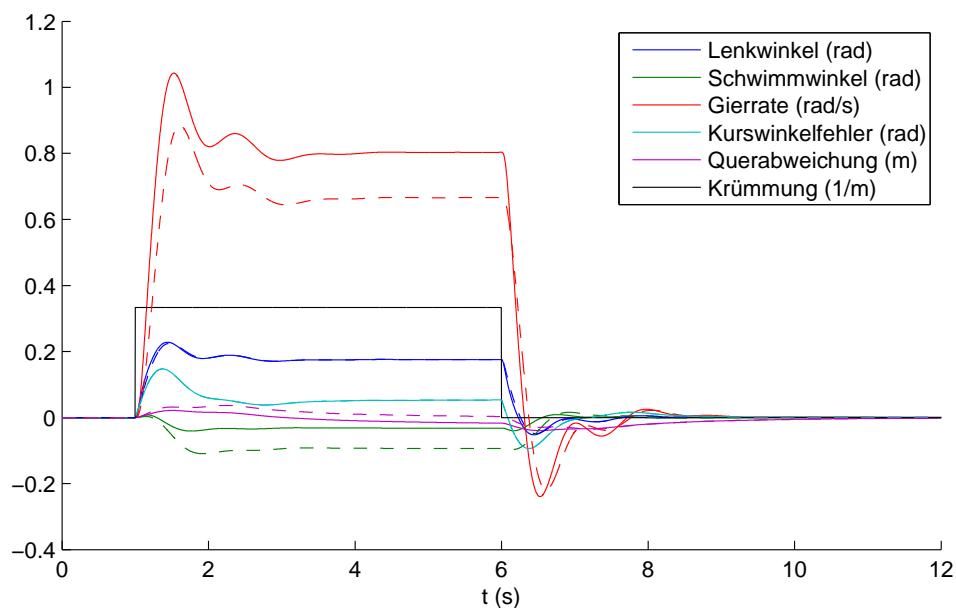


Abbildung 6.24: Regel- und Beobachterverhalten bei ungünstiger Parametervariation:  $F_c = 0,7$ ,  $F_m = 1,3$ ,  $F_D = 1,2$ ,  $F_T = 1,5$ ; reale Größen gestrichelt, geschätzte Größen durchgezogen

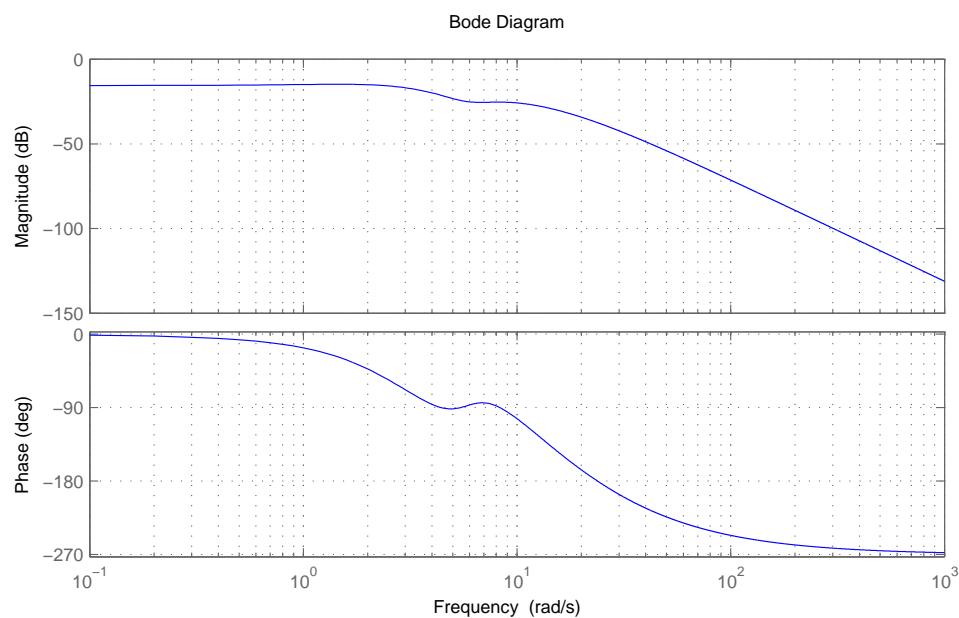


Abbildung 6.25: Übertragungsfunktion für den Beobachterfehler bei ungünstiger Parametervariation

## 6.12 Filterung der Messwerte

Da die Messwerte für Querabweichung und Kurswinkelfehler ein nicht vernachlässigbares Rauschen aufweisen, werden diese gefiltert. Dadurch soll ein ruhigeres Verhalten der Regelung erreicht werden. Hier werden PT1-Filter zur Glättung eingesetzt. Die Übertragungsfunktion des PT1-Gliedes lautet

$$G_{PT1}(s) = \frac{K}{1 + s \cdot T} \quad (6.38)$$

Für die Aufgabe der Filterung hat der Verstärkungsfaktor stets den Wert  $K = 1$ . Da das Signal der Querabweichung stark verrauscht ist, wurde für die Zeitkonstante  $T_q$  ein relativ hoher Wert von

$$T_q = 80 \text{ ms} \quad (6.39)$$

gewählt. Die Grenzfrequenz des Filters liegt so bei

$$f_{G,q} = \frac{1}{2 \cdot PI \cdot T_q} \approx 2 \text{ Hz} \quad (6.40)$$

Diese Frequenz liegt schon im Bereich der Frequenzen des Nutzsignals. Damit erfährt auch das Nutzsignal eine nicht zu vernachlässigende Phasenverschiebung, welche sich negativ im dynamischen Verhalten der Regelung bemerkbar macht.

Da das Kurswinkelfehlersignal weniger Rauschen aufweist, konnte hier eine niedrigere Zeitkonstante von

$$T_\theta = 40 \text{ ms} \quad (6.41)$$

gewählt werden.

Bereits in Abbildung 6.15 in Kapitel 6.7.2 sind ungeglättetes und geglättetes Signal der Querabweichung dargestellt.

Für die digitale Implementierung auf dem Prozessor werden die PT1-Filter mit der Rechteckregel (Untersummenverfahren) diskretisiert. Dabei wird  $s$  durch  $\frac{z-1}{T_A}$  ersetzt, wobei  $T_A$  die Abtastzeit ist. Die diskrete Übertragungsfunktion des PT1-Gliedes ergibt sich so zu

$$G_{PT1}(z) = K \cdot \frac{T_A}{z \cdot T + (T_A - T)} \quad (6.42)$$

## 6.13 Gesamtdarstellung der Regelung

Die gesamte Regelung inklusive Beobachter und Messwertfilterung ist in Abbildung 6.26 dargestellt. Die Messwerte für Querabweichung  $q$  und Kurswinkelfehler  $\theta$  werden gefiltert und dem PI-Regler bzw. dem Beobachter zugeführt. Während der PI-Regler mit dem gefilterten Messsignal arbeitet, wird dem Zustandsregler der Schätzwert der Querabweichung zugeführt. Am Ausgang des Reglers wurde eine Stellgrößenbeschränkung eingefügt, wodurch der maximal mögliche Lenkwinkel nie überschritten wird. Wird die Stellgrößenbegrenzung aktiv, wird der Integrator des PI-Reglers angehalten (Anti-Windup). Dieser würde sonst die in diesem Fall sehr große Regeldifferenz immer weiter integrieren, obwohl die Stellgröße nicht mehr erhöht werden kann.

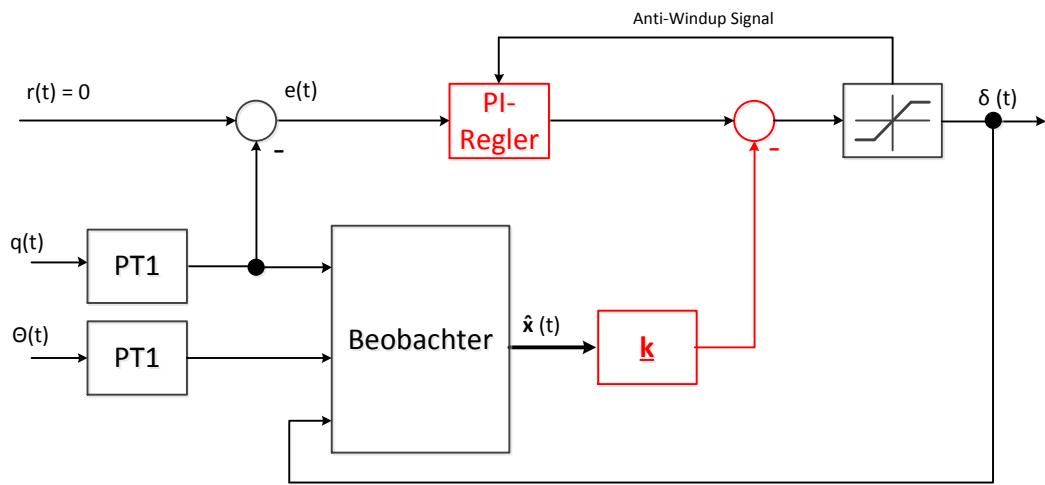


Abbildung 6.26: Darstellung der Querregelung inkl. Filter

## 6.14 Verhalten der Regelung bei Messrauschen

Das Verhalten von Beobachter und Regelung bei Messrauschen wurde unter Hinzunahme der PT1-Filter für Querabweichung und Kurswinkelfehler untersucht. Dabei erhielt das Simulink-Modell der Regelung Messwerte, die in einer Versuchsfahrt aufgenommen wurden. Das Ergebnis ist in Abbildung 6.27 dargestellt, die zugehörigen Messwerte in Abbildung 6.28. Das Verhalten der Regelung ist hier relativ ruhig, was auch in Praxisversuchen bestätigt wurde. Die Regelung unterdrückt das Messrauschen somit in ausreichendem Maße.

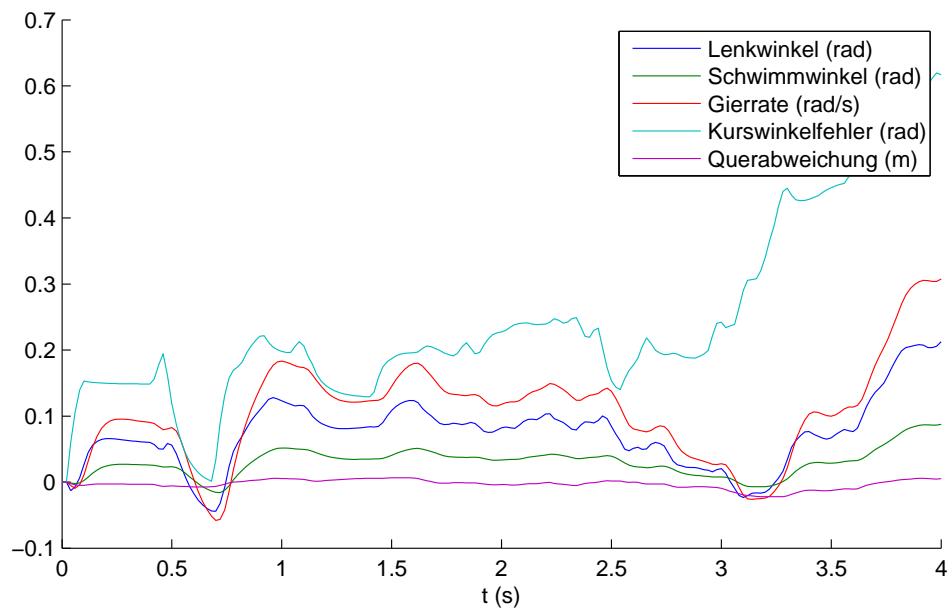


Abbildung 6.27: Verhalten der Regelung bei realem Messrauschen

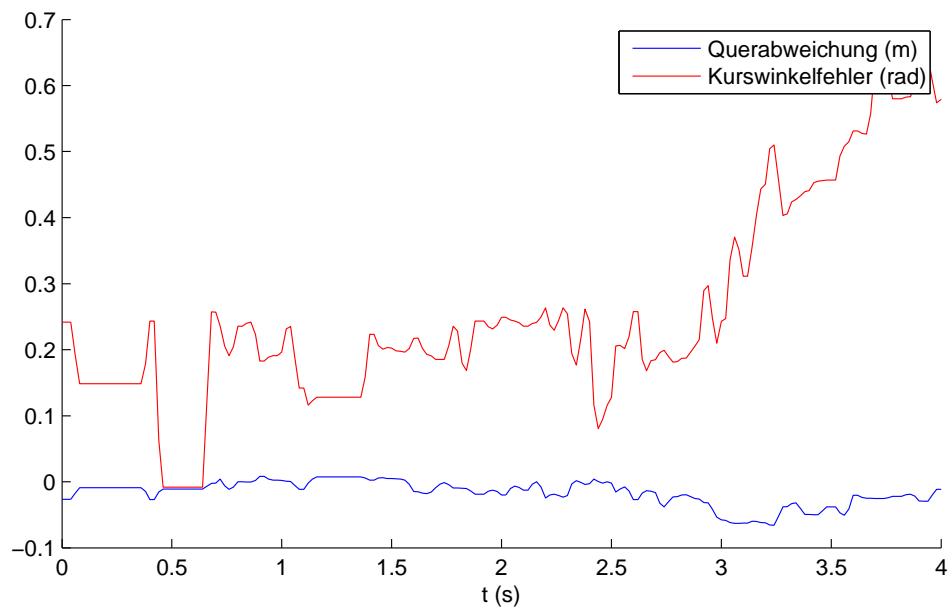


Abbildung 6.28: Reale Messwerte

## 6.15 Gain-Scheduling

In dieser Arbeit wird ein linearisiertes Modell der Regelstrecke verwendet, welches die Geschwindigkeit als konstant betrachtet. So wird zunächst für einen Geschwindigkeitsarbeitspunkt ein linearer Regler entworfen. Bei dem praktischen Einsatz der Regelung auf dem Modellfahrzeug kann die Geschwindigkeit jedoch variieren. Aus diesem Grund werden mehrere Regler für verschiedene Geschwindigkeiten entworfen, zwischen denen je nach aktueller Geschwindigkeit umgeschaltet bzw. interpoliert wird. Dieses Verfahren wird Gain-Scheduling genannt.

Folgende Parameter müssen für unterschiedliche Geschwindigkeiten entworfen und geschwindigkeitsabhängig ausgewählt werden:

- Zustandsreglerrückführvektor  $\mathbf{k}$
- Parameter des PI-Reglers  $K_P$  und  $K_I$
- Beobachtermatrizen  $\mathbf{A}$  und  $\mathbf{b}$
- Beobachterrückführvektor  $\mathbf{l}$

Praktischerweise kann der Entwurf von PI-Zustandsregler und Beobachter gut automatisiert werden. Lediglich die Gesamtgewichtungsfaktoren für den Zustandsreglerentwurf ( $W_g$ ) und den Beobachterentwurf ( $W_{g,O}$ ) ändern sich mit der Geschwindigkeit und müssen zunächst in Simulationsversuchen ermittelt werden. Da die Gesamtgewichtungsfaktoren mit der Geschwindigkeit ansteigen, ist die Ermittlung des jeweils nächsten Faktors nicht besonders kompliziert.

Die Regelung soll in dem Geschwindigkeitsbereich von  $0,1 \dots 5 \frac{m}{s}$  eingesetzt werden. Der Abstand zwischen zwei Geschwindigkeitsarbeitspunkten soll dabei nicht zu hoch sein, damit die Regelung stets genau bleibt. Umgekehrt soll der Abstand jedoch nur so klein wie nötig sein, damit der Aufwand für den Entwurf nicht übermäßig ansteigt. Von  $0,1$  bis  $0,5 \frac{m}{s}$  wurde ein Abstand von  $0,2 \frac{m}{s}$  gewählt. Von  $0,5$  bis  $1,5 \frac{m}{s}$  ein Abstand von  $0,25 \frac{m}{s}$ . Darüber ein Abstand von  $0,5 \frac{m}{s}$ . So ergeben sich für den gesamten Bereich insgesamt 14 Geschwindigkeitsarbeitspunkte.

Ein Parameter  $P$  wird zwischen zwei benachbarten Arbeitspunkten  $v_i$  und  $v_{i+1}$  mit der Formel

$$P(v) = (P(v_{i+1}) - P(v_i)) \cdot \frac{v - v_i}{v_{i+1} - v_i} + P(v_i), \quad v_i < v < v_{i+1} \quad (6.43)$$

interpoliert.

# 7 Erstellung und Integration des Softwaremoduls der Querregelung

## Generierung des C-Codes mit dem Embedded Coder

Innerhalb des Velox Software Frameworks stellt das Softwaremodul der Querregelung den Block latctrl (lateral control) dar (siehe Kapitel 2.2 f.). Der C-Code wurde aus dem Simulink-Modell der Querregelung mit Hilfe des Embedded Coders von MATLAB exportiert. Der Embedded Coder ist in der Lage, gezielt C-Code für das STM32F4-Discovery-Board der Vehicle-ECU zu exportieren. Es wurde darauf geachtet, dass alle verwendeten Variablen und Parameter vom Datentyp *single* sind, was auf dem ARM4-Prozessor der Vehicle-ECU einer Datenbreite von 32 Bit entspricht. Bei der erfolgreichen Code-Generierung werden (neben anderen Dateien) folgende für die Einbindung wichtige Dateien erstellt:

- latctrl.c
- latctrl\_data.c
- latctrl.h
- latctrl\_private.h
- latctrl\_types.h
- rtwtypes.h

Diese Dateien müssen in das Projekt der Velox-Software eingebunden werden. Hier wird die Entwicklungsumgebung CooCox IDE [Coo] verwendet.

## Verbinden der Signale

Die Querregelung benutzt einige Signale aus dem Signalpool des Velox-Frameworks (siehe Kapitel 2.4). Die entsprechenden Signale wurden in der Datei sig.c des System-Layers angelegt. Listing 7.1 zeigt beispielhaft das Vorgehen für das Signal „LateralOffset“ (= Querabweichung). Zunächst wird eine Variable für dieses Signal definiert (Zeile 10). Mittels des Makros signalConnect (Zeile 3 ff.) wird die Adresse dieser Variable einem Pointer zugewiesen (Zeile 15).

Die Pointervariablen müssen dem Modul latctrl bekannt gemacht werden, damit der Datenaustausch über diese stattfinden kann. Dafür wurden die Verbindungsdrähte der entsprechenden Signale schon im Simulinkmodell nach den Pointervariablen benannt. Zudem wurde für die Code-Generierung ausgewählt, dass diese Signale importierte Pointer-Variablen darstellen. So muss der exportierte Code nicht im Nachhinein verändert werden. In der vom Embedded Coder erzeugten Datei latctrl\_private.h werden alle importierten Pointer-Signale aufgelistet (Listing 7.2).

```

1  /***** Macros and constants *****/
2
3  #define signalConnect(module, signalName) \
4      extern void* p##signalName##_##module; \
5      p##signalName##_##module = &var##signalName
6
7  /***** Private static variables *****/
8
9  /*latctrl*/
10 static float32_t varLateralOffset;
11
12 int8_t sigp_init(void){
13
14 /*trajctrl*/
15 signalConnect(trajctrl, LateralOffset);
16 }
17

```

Listing 7.1: Anlegen eines Signals im Signalpool (sig.c)

```

1  /* Imported (extern) pointer block signals */
2  extern real32_T *pStAngTgtTrajCtrl_latctrl;
3  extern real32_T *pVehSpdTgtTrajCtrl_latctrl;
4  extern real32_T *pLateralOffset_latctrl;
5  extern real32_T *pAngOffset_latctrl;
6

```

Listing 7.2: Importierte Pointer-Signale in latctrl\_private.h

Damit das Projekt fehlerfrei kompiliert werden kann, müssen diese Pointer noch an den Anfang der Datei latctrl.c (hinter die *include*-Direktiven) kopiert werden, wobei das Wort „extern“ weggelassen werden muss. Erst jetzt sind dieser Datei die importierten Pointer bekannt.

## Einbinden von Initialisierungs- und Stepfunktion

Weiterhin müssen die Initialisierungsfunktion latctrl\_initialize() und die Hauptfunktion latctrl\_step() der Querregelung in das Framework eingebunden werden, damit diese auch aufgerufen werden. Da die Querregelung ein Teil des Application Layer ist, geschieht dies in der Datei app.c innerhalb der Funktion callAppInits():

```

1  int8_t callAppInits(void) {
2
3
4  /* latctrl */
5  latctrl_initialize(); /* no error code returned by init since MATLAB
6  generated code */
7  uint8_t latctrlTask = sched_registerTask(latctrl_step, "run the trajectory
8  control", 3);
9  sched_activateTask(latctrlTask);
10
11 ...
12
13 }

```

Listing 7.3: Einbinden der initialize- und step-Funktion in der Datei app.c

Für die step-Funktion der Querregelung, welche zyklisch aufgerufen werden soll, wird dabei ein Scheduler-Task erstellt (Zeile 6 in Listing 7.3). So wird diese Funktion zyklisch mit dem Zeitlevel 3, was hier alle 20 ms bedeutet, durch den Scheduler aufgerufen.

In der Header-Datei des Application Layer (app.h) muss die Header-Datei der Querregelung per include eingebunden werden:

```
1 #include "latctrl/latctrl.h"
2
```

Listing 7.4: Einbinden der Header-Datei in app.h

## Speicherung der Reglerparameter

Normalerweise werden die von den Software-Modulen benötigten Parameter aus dem Parametersystem des Velox-Frameworks bezogen. Da die Querregelung durch das Gain-Scheduling jedoch mit zwei- und dreidimensionalen Lookup Tables arbeitet, für welche das Parametersystem in seiner jetzigen Form nicht ausgelegt ist, werden diese privat in der Datei latctrl\_data.c gespeichert. Dies geschieht bei der Code-Generierung durch den Embedded Coder automatisch, wenn für die entsprechenden Parameter die Option „inline“ gesetzt ist (Standardeinstellung). Die Parameter werden dann in der Datei latctrl\_data.c hinterlegt und können dort verändert werden, ohne dass eine erneute Code-Generierung mit dem Embedded Coder notwendig ist. (Lediglich das Projekt der Velox-Software muss nach einer Änderung der Datei neu kompiliert werden.)

Skalare Parameter können im Parametersystem hinterlegt werden. Dazu werden sie in eine Excel-Datei mit dem Namen „Parameter Table“ eingetragen, aus der mittels eines Makros die Dateien „paramlist.c“ und „paramlist.h“ erzeugt werden können. Diese enthalten alle eingetragenen Parameter und müssen in das Projekt der Velox-Software importiert werden. Ist dieses geschehen, können die Parameter in der Datei „paramp.c“ den einzelnen Modulen bekannt gemacht werden. Listing 7.5 zeigt dies beispielhaft. Innerhalb der Funktion paramsys\_initConnect (Zeile 19) wird der Parameter „StAngMax“ (maximum steering angle = maximaler Lenkwinkel) mit dem Modul latctrl verbunden. Dazu wird mit Hilfe des Makros „paramConnect“ (Zeile 10) eine Pointervariable erzeugt, die auf den Wert dieses Parameters zeigt.

Nachdem alle beschriebenen Schritte zur Einbindung des Codes der Querregelung in die Velox Software durchgeführt wurden, lässt sich das Projekt fehlerfrei kompilieren.

```

1  /***** Includes *****/
2
3  #include <stdio.h>
4  #include "sys/paramsys/paramsys.h"
5
6  ...
7
8  /***** Macros and constants *****/
9
10 #define paramConnect(module, paramName, Group, Index) \
11     extern void* p##paramName##_##module; \
12     p##paramName##_##module = &(grpStruct[Group].startAddress[Index - 1]. \
13     paramActValue);
14 ...
15
16 /***** Public functions *****/
17
18 /* Init Connect-function*/
19 int8_t paramsys_initConnect(void) {
20
21 ...
22
23 paramConnect(latctrl, StAngMax, 19, 9);
24
25 ...
26 }
27

```

Listing 7.5: Einrichtung eines Parameters im Parametersystem (paramp.c)

## 8 Praktischer Test der Regelung

Für den praktischen Test sind vor allem zwei Testfälle interessant: die Ausregelung einer Anfangsquerabweichung und das Regelverhalten während einer Kurvenfahrt. Die Teststrecke wurde zunächst so gewählt, dass beides getestet werden konnte (Abbildung 8.1). Sie ist aus einem drei Meter langen Geradenstück, einem Viertelkreis mit einem Innendurchmesser von einem Meter und wiederum einem Geradenstück mit einer Länge von 2 Metern zusammengesetzt.

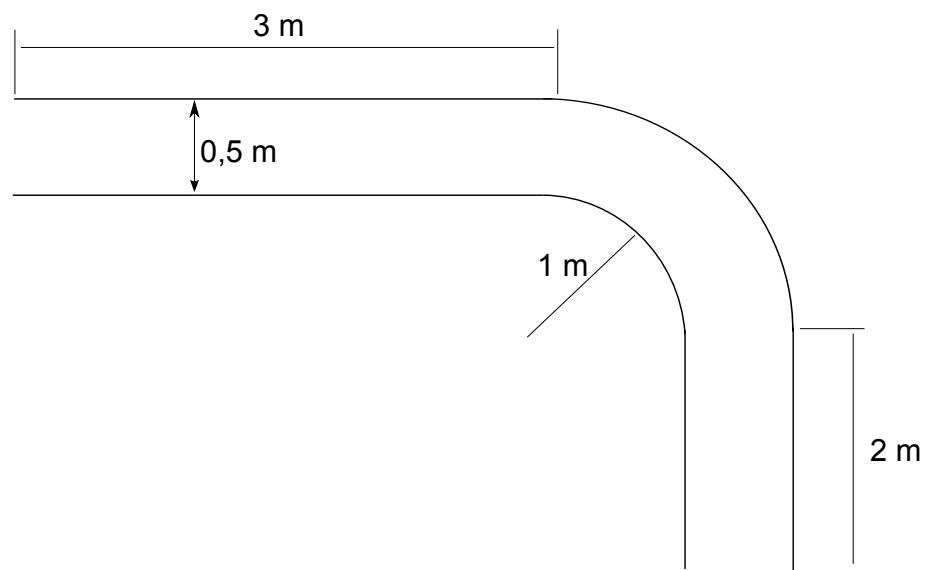


Abbildung 8.1: Teststrecke

Da die Fahrspurerkennung mit durchschnittlich 20 Werten pro Sekunde relativ langsam und auch keine feste Frequenz besitzt, konnte nur bei Geschwindigkeiten bis  $1 \frac{m}{s}$  getestet werden.

Die von der ADAS-ECU gesendeten Werte für Querabweichung und Kurswinkelfehler wurden mitgelogg. Für die anderen Werte (die auf der Vehicle-ECU generierten) stand keine entsprechende Möglichkeit zur Verfügung.

### Ausregelung einer Anfangsquerabweichung

Dieser Test wurde auf der 3 m langen Geraden der Teststrecke durchgeführt. Das Fahrzeug wurde mit einer Anfangsquerabweichung parallel zur Strecke positioniert. Es wurde bei  $0,5 \frac{m}{s}$  und  $1 \frac{m}{s}$  getestet. Die Ergebnisse sind in den Abbildungen 8.2 und 8.3 dargestellt. Beide Male wird die Anfangsquerabweichung ohne sichtbares Überschwingen ausgeregelt. Der Ausregelvorgang bei  $v = 1 \frac{m}{s}$  ist ungefähr doppelt so schnell wie der bei  $v = 0,5 \frac{m}{s}$ . Dies ist plausibel, da bei ungefähr gleichem Lenkwinkelverlauf die Strecke mit wachsender Geschwindigkeit schneller zurückgelegt wird. Die Regelung liefert in diesem Test gute Ergebnisse.

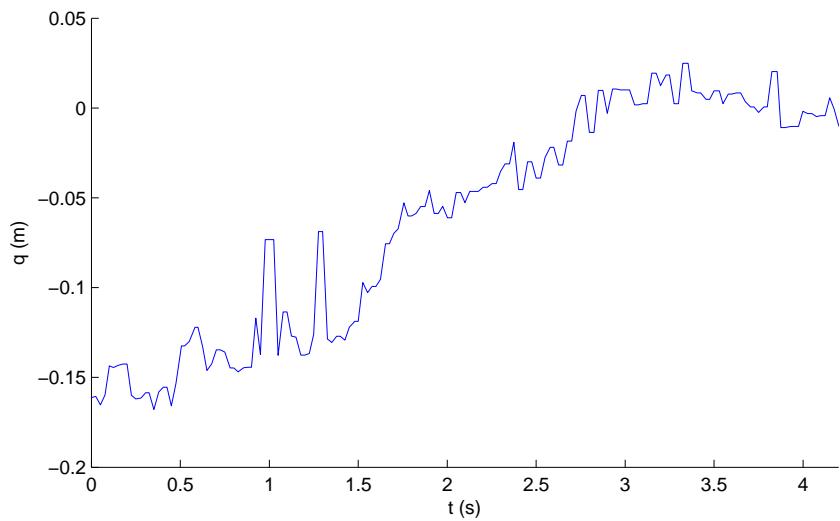


Abbildung 8.2: Ausregeln einer Anfangsquerabweichung bei  $0,5 \text{ m/s}$

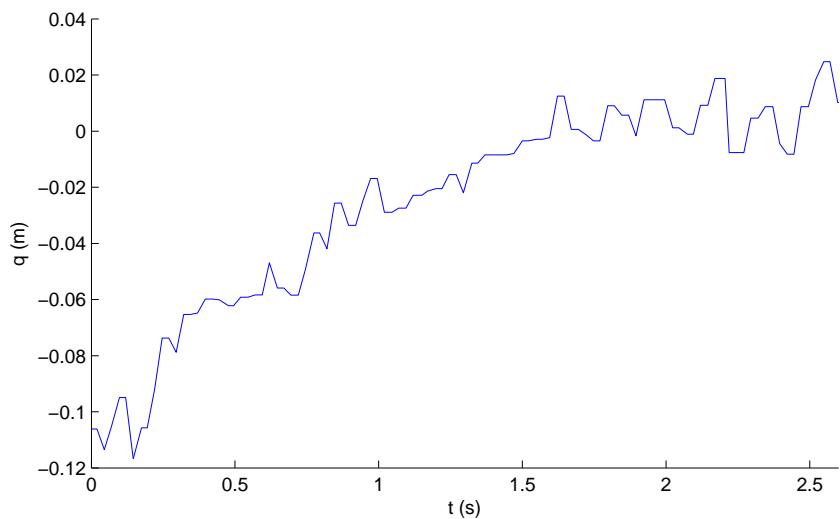


Abbildung 8.3: Ausregeln einer Anfangsquerabweichung bei  $1 \text{ m/s}$

Zum Vergleich wurde der Test auch mit dem bereits vorhandenen Regler (Kapitel 4) durchgeführt. Das Ergebnis ist in Abbildung 8.4 dargestellt. Da die Querabweichung bei diesem Regler sehr schwach gewichtet wird, wird sie nicht zu *Null* gemacht. Das Fahrzeug befindet sich am Ende des Tests zwar immer noch innerhalb der Fahrspurmarkierungen, jedoch ist diese Regelung für das präzise Nachfahren einer Bahn, wie es zum Beispiel beim Einparken erforderlich ist, nicht geeignet.

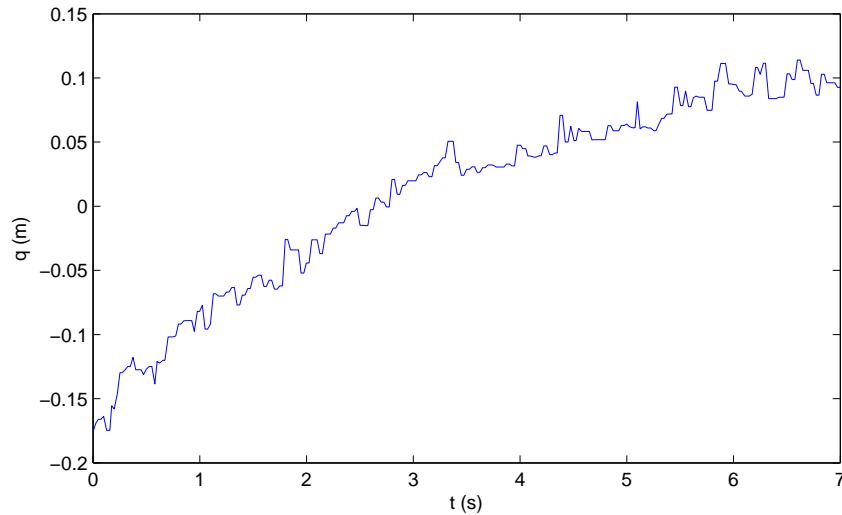
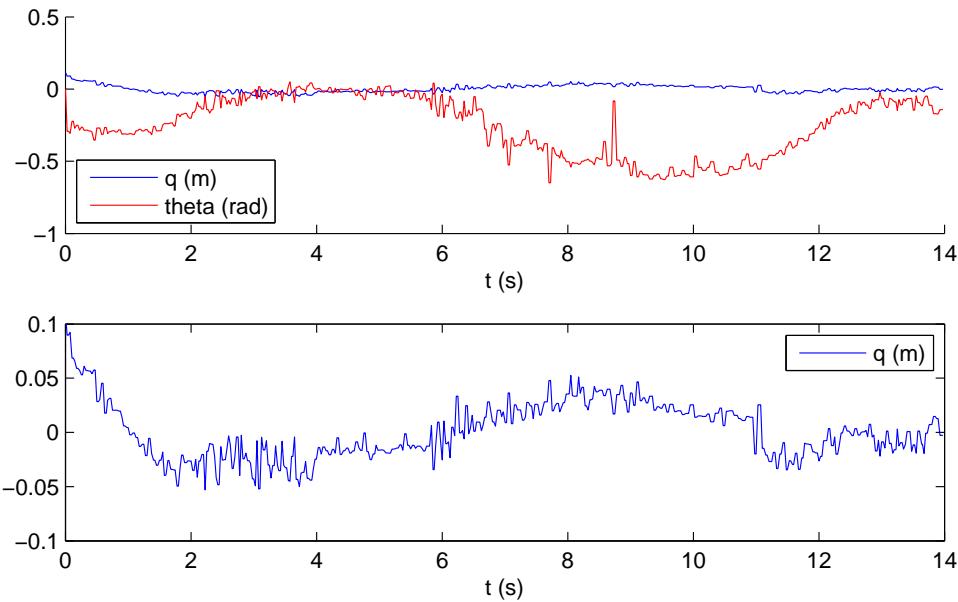
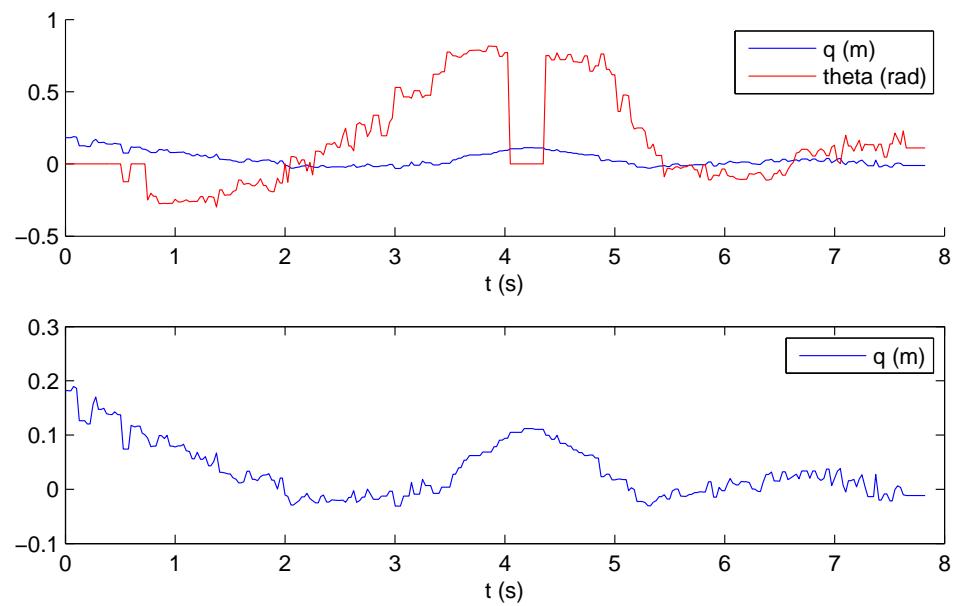


Abbildung 8.4: Ausregeln einer Anfangsquerabweichung mit dem vorherigen Regler bei  $0,5 \text{ m/s}$

### Fahrt auf der Teststrecke

Auch die Fahrten auf der Teststrecke (Abbildung 8.1) wurden bei den Geschwindigkeiten  $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  und  $1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  durchgeführt. Das Auto wurde mit einer Anfangsquerabweichung positioniert. Die Fahrt mit  $0,5 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  (Abbildung 8.5) startete an dem  $3 \text{ m}$  langen Geradenstück. Zunächst wird die Anfangsquerabweichung ausgeregelt (bis ca Sekunde 4), dann folgt die Fahrt durch die Kurve. Die Querabweichungswerte steigen hier an, werden von der Regelung jedoch wieder verringert. Bei dem Verlassen der Kurve schwingen die Werte kurz ins Negative. Die Querabweichungswerte sind stets niedrig (unter  $5 \text{ cm}$ ), was angesichts des Rauschenbandes der Querabweichung, welches allein schon ca.  $4 \text{ cm}$  beträgt, als gut anzusehen ist.

Die Fahrt bei  $1 \frac{\text{m}}{\text{s}}$  (Abbildung 8.6) startete an dem  $2 \text{ m}$  langen Geradenstück der Teststrecke. Auch hier wird die Anfangsquerabweichung gut ausgeregelt. Während der Fahrt durch die Kurve steigt die Querabweichung ziemlich schnell auf einen hohen Wert an, der von der Regelung wieder verringert wird. Dieser schnelle Anstieg ist auch dem in Kurven fehlerheften Erkennungsmechanismus der Fahrspurkennung geschuldet. Gemessen an dem hohen Rauschanteil der Messwerte und der teilweise fehlerhaften Ermittlung dieser liefert die Regelung gute Ergebnisse.

Abbildung 8.5: Testfahrt bei  $0,5 \text{ m/s}$ Abbildung 8.6: Testfahrt bei  $1 \text{ m/s}$

# 9 Anwendungsgebiete der Querregelung

Die in dieser Arbeit entwickelte Bahnfolge- bzw. Querregelung ist nicht nur im Hinblick auf das völlig autonome Fahren einsetzbar. Ferner kann sie auch als Teil eines Fahrerassistenzsystems wie zum Beispiel eines Spurhalteassistenten zum Einsatz kommen. Es sind verschiedene Einsatzszenarien denkbar, welche folgend kurz beschrieben werden.

## 9.1 Autonomes Fahren

Beim autonomen Fahren bewegt sich das Fahrzeug selbstständig und ohne Eingriff durch einen Fahrer. Die Aufgabe der Querregelung besteht hier darin, einer erkannten Fahrspur bzw. einer geplanten Bahn möglichst fehlerlos zu folgen. Wird gleichzeitig die Längsgeschwindigkeit des Fahrzeugs geregelt, kann auch einer geplanten Trajektorie gefolgt werden. In diesem Modus wird der von der Regelung generierte Lenkwinkel direkt an den Servomotor übermittelt.

Dies ist derzeit das Szenario, in dem die Querregelung zum Einsatz kommt. Sie hat die Aufgabe, der von der Fahrspurerkennung erkannten Fahrspur zu folgen, wobei der Lenkwinkel des Fahrzeugs alleine von der Querregelung bestimmt wird.

### Einparkassistent

Die Verwendung der Querregelung innerhalb eines Einparkassistenten fällt auch in die Kategorie autonomes Fahren, da das Fahrzeug hier völlig selbstständig einparken soll. Nachdem eine passende Parklücke gefunden wurde, wird eine Trajektorie geplant, welcher das Fahrzeug folgen muss.

## 9.2 Unterstützung des Fahrers

Die Querregelung kann zudem als Teil eines Fahrerassistenzsystems zur Unterstützung des Fahrers eingesetzt werden. Einige dieser Anwendungsfälle sind zum Großteil heute schon serienmäßig in PKWs verfügbar.

### Stau- und Autobahnassistent

Denkbar ist der Einsatz innerhalb eines Stau- und Autobahnassistenten. Wenn diese Assistenten aktiviert sind, hat die Querregelung die Aufgabe, das Auto stets auf der Fahrspur zu halten. Das Lenkwinkelsignal wird also auch hier zunächst zu 100 % an den Lenkservo weitergegeben. Möchte der Fahrer jedoch die Spur wechseln, kann dieser die Querregelung überstimmen. Unterscheidet sich der durch den Fahrer vorgegebene Lenkwinkel merklich von dem der Querregelung, wird diese abgeschaltet und der Fahrer hat die alleinige Kontrolle über die Lenkung, bis der Assistent wieder eingeschaltet wird.

### Spurhalteassistent

In diesem Anwendungsfall soll die Regelung den Fahrer lediglich dabei unterstützen, das Fahrzeug auf der Fahrspur zu halten. Der von der Regelung generierte Lenkwinkel wird

dem Fahrerlenkwinkel umso stärker zugemischt, je weiter sich das Fahrzeug von der Fahrspurmitte entfernt. Das Zumischen kann anhand verschiedener Kennlinien erfolgen.

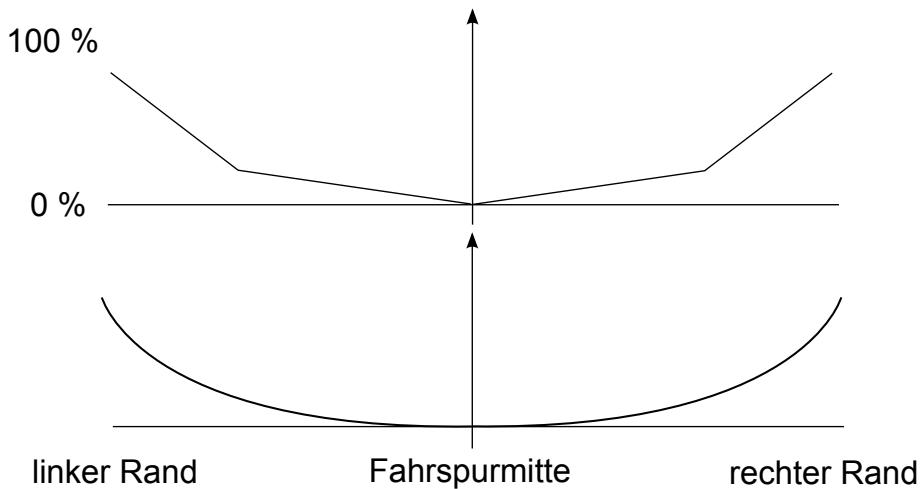


Abbildung 9.1: Mögliche Kennlinien für das Zumischen des Reglerlenkwinkels bei einem Spurhalteassistenten

### 9.3 Anwendung innerhalb des Velox-Projektes

Parallel zu der in dieser Arbeit entwickelten Bahnfolgeregelung wird in einer anderen Abschlussarbeit eine ACC-Funktion für das Modelfahrzeug entwickelt. Diese wertet Daten eines Ultraschallsensors aus und reduziert die Fahrzeuggeschwindigkeit, wenn der Abstand zu einem vorausfahrenden Fahrzeug geringer als ein bestimmter Wert wird. So wird der Abstand zu diesem vorausfahrenden Fahrzeug geregelt.

Um beide neu entwickelten Funktionen sinnvoll anwenden zu können, wird derzeit ein neuer Zustandsautomat für das Modelfahrzeug entwickelt (Abbildung 9.2). (Der Zustandsautomat auf dem Stand zu Beginn dieser Arbeit ist in Kapitel 2.3 beschrieben.) Der neu entwickelte Zustandsautomat (Operation Mode Manager) besitzt vier Modi:

- **Extern:** In diesem Modus werden die von der ADAS-ECU empfangenen Steuersignale für Geschwindigkeit und Lenkwinkel auf der Velox-ECU unverändert an Antriebsmotor und Lenkservo weitergeleitet. Die Steuersignale können z.B. von einem Tablet oder einem PC kommen, welcher mit der ADAS-ECU über W-LAN verbunden ist. In diesem Modus kommt kein Fahrerassistenzsystem zum Einsatz.
- **ACC:** In diesem Modus ist die ACC-Funktion aktiv, welche nun die Geschwindigkeit des Autos bestimmt. Das Fahrzeug fährt abstandsgeregelt bis zu einer vorgegebenen Höchstgeschwindigkeit. Die Querregelung wird hier nicht benutzt, der Lenkwinkel wird noch menschlich vorgegeben.
- **SST (Supported Steering):** Im SST-Modus ist die Querregelung aktiv und gibt den Lenkwinkel des Fahrzeugs vor. Das Signal wird zu 100% an den Lenkungsservo weitergeleitet. Die Geschwindigkeit wird in diesem Modus extern vorgegeben.
- **ACC+SST:** In diesem Modus sind ACC und Querregelung aktiv. Der menschliche Eingriff beschränkt sich hier auf die Vorgabe einer Höchstgeschwindigkeit.

Für den Wechsel in den SST-Modus muss die Fahrspurerkennung aktiv sein und eine Fahrspur erkennen. Andernfalls darf nicht in diesen Modus gewechselt werden.

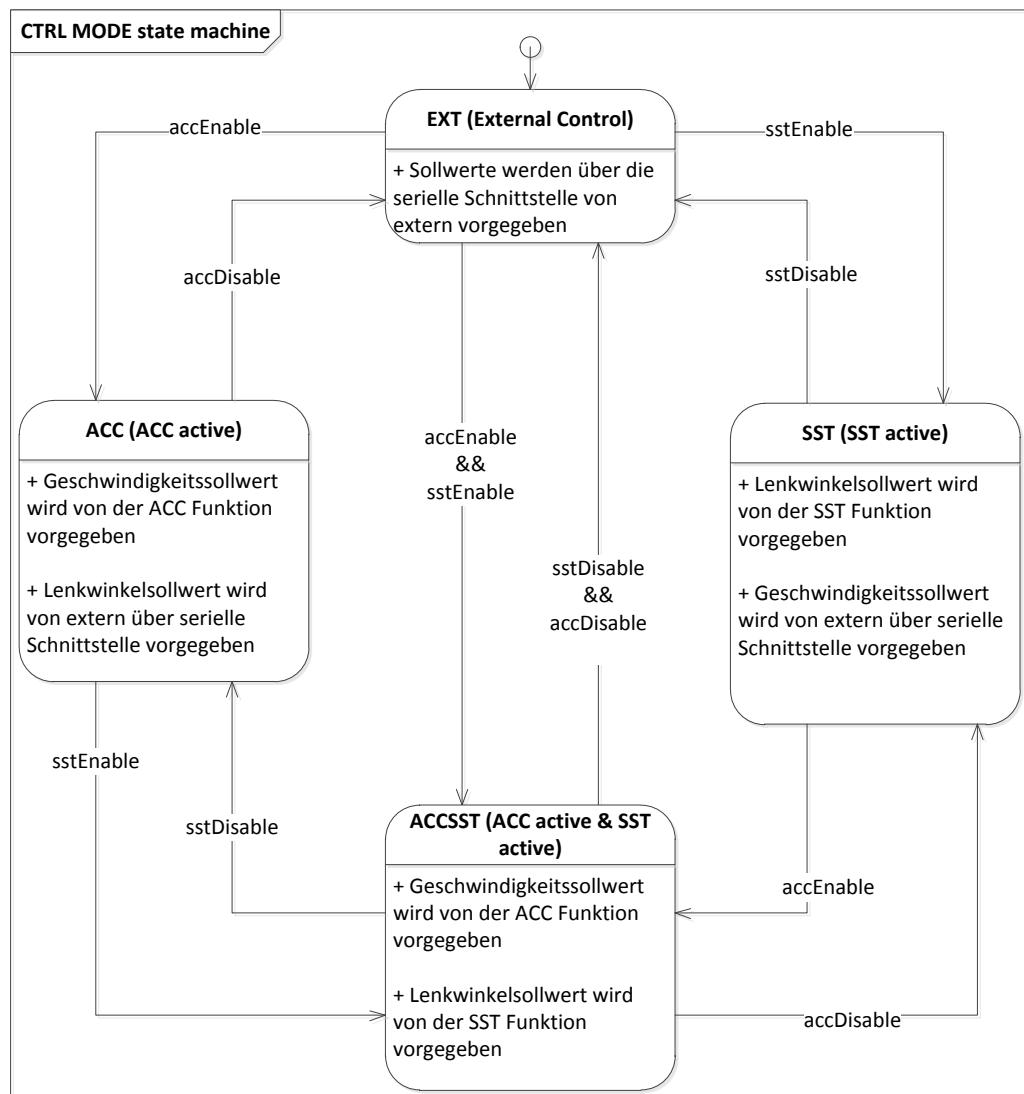


Abbildung 9.2: Neuer Zustandsautomat des Velox-Fahrzeugs (Transitionen vereinfacht)



## 10 Fazit

In dieser Arbeit wurde eine Querregelung auf Basis des Zustandsregelungsverfahrens entwickelt, welche um einen überlagerten PI-Regler ergänzt wurde. Das Verfahren ist modellbasiert und zu einem hohen Grad automatisiert, weswegen die Ergebnisse auch für die Regelung anderer Fahrzeuge gut angewendet werden können. Von diesen müssen lediglich die Modellparameter des linearen Einspurmodells bekannt sein. Der Entwurf der Querregelung beschränkt sich damit auf die Ermittlung von wenigen Wichtungsfaktoren, was mittels Simulationen relativ intuitiv und schnell geschehen kann. Durch das LQR-Entwurfsverfahren werden die Reglerparameter immer so berechnet, dass die Regelung das zu regelnde System stabilisiert (soweit möglich).

Die Regelung lieferte in Simulationen und praktischen Versuchsfahrten gute Ergebnisse. Leider konnten die Versuchsfahrten nur bei niedrigen Geschwindigkeiten bis  $1 \frac{m}{s}$  stattfinden, da die Fahrspurerkennung des Fahrzeugs noch relativ langsam und in Kurven ungenau ist.



# 11 Ausblick

Da im Rahmen dieser Arbeit nicht alle Modellparameter exakt bestimmt werden konnten und auch die Fahrspurerkennung noch verbesserungsbedürftig ist, ergeben sich einige Punkte, in denen die Regelung optimiert werden kann. Generell wünschenswert sind die Verbesserung der Fahrspurerkennung sowie die bessere Synchronisation von Fahrspurerkennung und Querregelung, was jedoch durch den Reglerenturf nicht beeinflusst werden kann.

## Verbesserung des Beobachters

Da die Schräglaufsteifigkeiten des Fahrzeugs aufgrund fehlender Sensoren lediglich abgeschätzt werden konnten, ist das im Beobachter hinterlegte Streckenmodell sehr wahrscheinlich nicht exakt. Durch die genauere Bestimmung der Modellparameter könnten die Schätzwerte und damit das Regelverhalten verbessert werden. Dazu müssen jedoch Gierrate, Querbeschleunigung, Lenkwinkel und Geschwindigkeit gemessen werden, was bis jetzt noch nicht der Fall ist.

Mithilfe dieser Messgrößen kann das Beobachtermodell nicht nur verbessert, sondern zudem reduziert werden, da die gemessene Gierrate beispielsweise direkt der Zustandsregelung zugeführt werden kann.

Eine verbesserte Rauschunterdrückung ist durch den Entwurf des Beobachters als Kalman-Beobachter möglich. Dazu müssen jedoch alle Modellparameter sehr gut bekannt sein sowie verlässliche Daten über das Messrauschen der Fahrspurerkennung zu Verfügung stehen. Da die Qualität der Fahrspurerkennung derzeit noch bei sich ändernden Lichtverhältnissen stark schwankt, gestaltet sich das Ermitteln von gesamtheitlich gültigen Werten schwierig.

## Verringerung der Vorausschaudistanz

Derzeit wird ein Punkt geregelt, der sich ca. 37 cm vor dem Fahrzeugschwerpunkt befindet, da sich die Messwerte der Fahrspurerkennung auf diesen Punkt beziehen (siehe Kapitel 3 und 5.5.5). Für eine exakte Spurhaltung muss sich jedoch der Fahrzeugschwerpunkt in der Mitte der Fahrspur befinden, da sonst das Fahrzeug der Sollbahn vor allem in Kurven mit einem Schleppfehler folgt. Mit der jetzigen Vorausschaudistanz ist dieser zwar akzeptabel, doch verbesserungswürdig. Allerdings muss bedacht werden, dass die Verringerung der Vorausschaudistanz sich entdämpfend auf die Regelung auswirkt (Schwingungsneigung, siehe z.B. [Kra08]). Sinnvoll ist eventuell die Regelung eines Punktes, welcher sich ungefähr auf Höhe der Vorderachse des Fahrzeugs befindet.

Durch eine geneigte Montage der Frontkamera könnte ein Streckenpunkt ausgewertet werden, welcher sich näher am Fahrzeug befindet. Eine andere Möglichkeit ist die rechnerische Ermittlung der Querabweichung an einem beliebigem Fahrzeugpunkt. Die letzten  $n$  ermittelten Messwerte der Fahrspurerkennung könnten dazu zwischengespeichert werden. Diese müssten mit jedem neuen Aufruf des Reglers mit der Bewegung des Fahrzeugkoordinaten-systems mittransformiert werden. (Das Fahrzeugkoordinatensystem dreht sich mit dem Gierwinkel und bewegt sich in Richtung Schwimm- und Gierwinkel.) Die rechnerische Er-

mittlung ist relativ aufwendig. Zudem müssen die Werte für Schwimmwinkel und Gierrate sehr genau sein, um bei der Koordinatentransformation keinen großen Fehler zu verursachen. Dies kann mit dem Beobachter in der jetzigen Form jedoch nicht garantiert werden.

## Krümmungsvorsteuerung

Da von der Fahrspurerkennung in ihrer jetzigen Form nur ein nächster Streckenpunkt ausgewertet wird, kann die Krümmung der vor dem Fahrzeug liegenden Fahrbahn bislang nicht im Voraus ermittelt werden. (Dazu sind mindestens zwei ausgewertete Streckenpunkte notwendig.) Wenn jedoch die Fahrspurerkennung in diese Richtung verbessert wird, kann mit dem Messwert für die Krümmung  $\kappa$  des dem Fahrzeug nächstgelegenen Streckensegmentes eine Krümmungsvorsteuerung realisiert werden. So kann das Fahrzeug schneller auf Änderungen der Krümmung reagieren, der Regler wird entlastet. Mit der Formel für die stationäre Kreisfahrt kann eine (einfache) Krümmungsvorsteuerung beispielsweise folgende Form besitzen:

$$\delta_\kappa = \kappa \cdot (l + EG \cdot v^2) \quad (11.1)$$

Darin sind  $l$  die Fahrzeulgänge und  $EG$  der Eigenlenkgradient des Fahrzeugs. Das Lenkwinkelssignal der Vorsteuerung  $\delta_\kappa$  wird zu dem des Reglers addiert. Eine sehr genaue und aufwendige Vorsteuerung ist in [Keh07] beschrieben.

Weiterhin kann durch die Ermittlung der Krümmung die aktuell zulässige Maximalgeschwindigkeit ermittelt werden. Das für den Entwurf der Querregelung verwendete Einspurmodell ist nur bis zu einer gewissen Querbeschleunigung  $a_{y,max}$  gültig. Zudem machen sich hohe Querbeschleunigungen in einer Verringerung des Fahrkomforts bemerkbar. Mit der Ermittlung der maximalen Krümmung  $\kappa_{max}$  der vor dem Fahrzeug liegenden Strecke kann die aktuell zulässige Maximalgeschwindigkeit mit der Formel

$$v_{max} = \sqrt{\frac{a_{y,max}}{\kappa_{max}}} \quad (11.2)$$

ermittelt werden. So ist sichergestellt, dass die Querregelung die Krümmung der Fahrbahn bewältigen kann.

# Literaturverzeichnis

- [Ack93] ACKERMANN, Jürgen: *Robust Control*. Springer-Verlag, 1993
- [Coo] CooCox: *ARM Cortex-M Entwicklungsumgebung CooCox IDE*. <http://www.coocox.org/>
- [Ham12] HAMBRECHT, Andreas: *Zustandsregler mit Beobachter*. BHT Berlin, 2012
- [Ham13a] HAMBRECHT, Andreas: *Digitale Regelkreise (Vorlesungsunterlagen)*. BHT Berlin, 2013
- [Ham13b] HAMBRECHT, Andreas: *Zustandsraummethoden zum Reglerentwurf (Vorlesungsunterlagen)*. BHT Berlin, 2013
- [I<sup>+</sup>06] ISERMANN, Rolf u. a.: *Fahrdynamik-Regelung*. 1. Auflage. Vieweg Verlag, 2006
- [KÖ9] KÖNIG, Lars: *Ein virtueller Testfahrer für den querdynamischen Grenzbereich*. expert Verlag, 2009
- [Keh07] KEHL, Steffen: *Querregelung eines Versuchsfahrzeugs entlang vorgegebener Bahnen*. [http://elib.uni-stuttgart.de/opus/volltexte/2007/3344/pdf/Dissertation\\_2007\\_Kehl.pdf](http://elib.uni-stuttgart.de/opus/volltexte/2007/3344/pdf/Dissertation_2007_Kehl.pdf). Version: 2007. – Stand 23.02.2015
- [Kni14] KNIEST, Patrick: *Entwurf und Implementierung einer Fahrspurerkennung für ein Fahrerassistenzsystem auf Grundlage von Bilddaten*, Berner & Mattner, HTW Berlin, Diplomarbeit, 2014
- [Kra08] KRAMER, Ulrich: *Kraftfahrzeugführung : Modelle - Simulation - Regelung*. Hanser Verlag, 2008
- [Mar] MARKOFF, John: *Google Cars Drive Themselves, in Traffic*. <http://www.nytimes.com/2010/10/10/science/10google.html?pagewanted=all>. – Stand 23.02.2015
- [May01] MAYR, Robert: *Regelungsstrategien für die automatische Fahrzeugführung*. Springer-Verlag, 2001
- [Mey] MEYER, Britta: *Mit Jack durch Kalifornien*. <http://blog.audi.de/2015/01/05/mit-jack-durch-kalifornien/>. – Stand 23.02.2015
- [Mit90] MITSCHKE, Manfred: *Dynamik der Kraftfahrzeuge*. 2. Auflage. Springer-Verlag, 1990
- [SÖ1] SÖHNITZ, Ina: *Querregelung eines autonomen Straßenfahrzeugs*. VDI Verlag, 2001
- [SF] SCHMILER ; FRICKE: *Bestimmung des Massenträgheitsmoments*. [https://www.w-hs.de/fileadmin/public/dokumente/erkunden/fachbereiche/FB1-Maschinenbau\\_Facility/Mitarbeiter/Prof.\\_Dr.\\_rer.\\_nat.\\_Klaus\\_Fricke/Versuchsanleitung\\_32.pdf](https://www.w-hs.de/fileadmin/public/dokumente/erkunden/fachbereiche/FB1-Maschinenbau_Facility/Mitarbeiter/Prof._Dr._rer._nat._Klaus_Fricke/Versuchsanleitung_32.pdf). – Stand 23.02.2015

- [SHB13] SCHRAMM, Dieter ; HILLER, Manfred ; BARDINI, Roberto: *Modellbildung und Simulation der Dynamik von Kraftfahrzeugen*. 2. Auflage. Springer Vieweg, 2013
- [Tea] TEAM ASSOCIATED: *XP DS1510MG Servo*. <http://www.teamassociated.com/parts/details/29168/>. – Stand 23.02.2015
- [Tes] TESLA MOTORS: *Tesla Model S*. [http://www.teslamotors.com/de\\_DE/models](http://www.teslamotors.com/de_DE/models). – Stand 23.02.2015
- [Tsu94] TSUGAWA, Sadayuki: Vision-Based Vehicles in Japan: Machine Vision Svstems and Driving Control Svstems. In: *EEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 41, NO. 4* (1994)
- [Wan11] WANG, Yingnan: *Aspekte der Simulation und Regelung der Querdynamik von Kraftfahrzeugen. Regelungsstrategie für die Lenkungstechnik bei Fahrzeugen*. Diplomica Verlag, 2011
- [Wei08] WEILKIENS, Tim: *Systems Engineering mit SysML/UML: Modellierung, Analyse, Design*. 2. Auflage. dpunkt Verlag, 2008
- [Wer10] WERLING, Moritz: *Ein neues Konzept für die Trajektoriengenerierung und -stabilisierung in zeitkritischen Verkehrsszenarien*. [http://www.google.de/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=2&cad=rja&uact=8&ved=0CCkQFjAB&url=http%3A%2F%2Fwww.ubka.uni-karlsruhe.de%2Fdbkit%2Fuv%2FgetUvkaDocument.php%3Fvv\\_id%3D1000021738&ei=SxHrVNKjFYjnywPynoGwBQ&usg=AFQjCNGd1K2pNp0Yemh2Xa0IhosKqWTiyQ&bvm=bv.86475890,d.bGQ](http://www.google.de/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=2&cad=rja&uact=8&ved=0CCkQFjAB&url=http%3A%2F%2Fwww.ubka.uni-karlsruhe.de%2Fdbkit%2Fuv%2FgetUvkaDocument.php%3Fvv_id%3D1000021738&ei=SxHrVNKjFYjnywPynoGwBQ&usg=AFQjCNGd1K2pNp0Yemh2Xa0IhosKqWTiyQ&bvm=bv.86475890,d.bGQ). Version: 2010
- [WGB08] WERLING, Moritz ; GRÖLL, Lutz ; BRETTHAUER, Georg: Ein Multiregler zur Erprobung vollautonomen Fahrens. In: *at Automatisierungstechnik, Oldenbourg Wissenschaftsverlag* (2008), Nr. 56
- [Wika] WIKIPEDIA: *LQ-Regler*. <https://de.wikipedia.org/wiki/LQ-Regler>. – Stand 23.02.2015
- [Wikb] WIKIPEDIA: *Spurbus*. <https://de.wikipedia.org/wiki/Spurbus>. – Stand 23.02.2015
- [Yin] YIN, Xiuxun: *Fahrzeug-Querregelung*. [http://www.rst.e-technik.tu-dortmund.de/cms/Medienpool/Downloads/Veranstaltungen/Dortmunder\\_Regelungstechnische\\_Kolloquien/2010/Vortrag1\\_Continental.pdf](http://www.rst.e-technik.tu-dortmund.de/cms/Medienpool/Downloads/Veranstaltungen/Dortmunder_Regelungstechnische_Kolloquien/2010/Vortrag1_Continental.pdf). – Stand 23.02.2015

# Anhang

Datenträger (CD) mit folgendem Inhalt:

- Schriftliche Arbeit als PDF-Datei
- Ordner Modellbildung: Versuchsdaten zur Ermittlung der Modellparameter, Umsetzung des Einspurmodells in MATLAB sowie Simulink, Matlab-Skripte zur Modellanalyse
- Ordner Reglerentwurf: Entwurfs- und Simulationsskript für die Querregelung sowie Simulink-Modelle zur Simulation der Querregelung. Hauptskripte: PI\_lqr\_Entwurf.m (Entwurfsskript), GainSchedulingControllerStart.m (Simulation, C-Code-Generierung)
- Ordner Implementierung: C-Code des Reglers sowie der Velox-Software nach Integration der Querregelung