

Lehrstuhl für Elektrische Antriebstechnik
Technische Universität München
Professor Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. D. Schröder

Michael Thümmel

Schwingungsdämpfung bei elastischen
Antrieben von Industrierobotern
unter Verwendung eines
abtriebsseitigen Beschleunigungssensors



Lehrstuhl für Elektrische Antriebstechnik

Technische Universität München

Professor Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. D. Schröder

Arcisstraße 21, 80333 München

Tel. 089/289 28358 Fax: 089/289 28336

Michael Thümmel

**Schwingungsdämpfung bei elastischen
Antrieben von Industrierobotern
unter Verwendung eines
abtriebsseitigen Beschleunigungssensors**

**Schwingungsdämpfung bei elastischen
Antrieben von Industrierobotern
unter Verwendung eines
abtriebsseitigen Beschleunigungssensors**

**am Lehrstuhl für
Elektrische Antriebstechnik
der Technischen Universität München
Professor Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. D. Schröder**

eingereichte Diplomarbeit

Michael Thümmel

geb. am 20.Mai 1973

**Danklstraße 11
81371 München**

**Betreuer: Professor Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. D. Schröder, TU München
Dr.-Ing. Martin Otter, DLR Oberpfaffenhofen**

Beginn der Arbeit: 20. Juli 1998

Abgabe der Arbeit: 02. Februar 1999

Seminarvortrag: 26. Januar 1999

2. Februar 1999

Diplomarbeit Nr.: 389

Bearbeiter: Michael Thümmel
Danklstraße 11
81371 München

Fachrichtung: Elektrotechnik D, Automatisierungstechnik

Thema: Schwingungsdämpfung bei elastischen Antrieben von Industrierobotern unter Verwendung eines abtriebsseitigen Beschleunigungssensors

Betreuer: Professor Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. D. Schröder, TU München
Dr.-Ing. Martin Otter, DLR Oberpfaffenhofen

Aufgabenstellung:

Aufgabe dieser Diplomarbeit ist es, eine Pendeldämpfung unter Verwendung von abtriebsseitigen Beschleunigungssensoren für einen Roboter *auszuarbeiten* und an einem Laborroboter *experimentell* zu verifizieren. Hierbei sind die besonderen Bedingungen für *Industrieroboter* zu *berücksichtigen*: Nichtlineare Verkopplungen, die zu stark schwankenden Lastträgheitsmomenten bezüglich der Motorachsen führen, Elastizität, Lose und temperaturabhängige Reibung im Getriebe, zeitoptimale Sollbahnen, mit denen der Roboter schon dicht an seinen Leistungsgrenzen verfährt, so daß für den Regler nur eine geringe Stellgrößenreserve zur Verfügung steht, sowie begrenzte Rechenzeit und Speicher des Regler-Signalprozessors. Zunächst ist eine Literaturstudie u.a. zur Wahl einer geeigneten Reglerstruktur beim Vorhandensein von antriebsseitigen Positions- und Geschwindigkeits-sensoren und *abtriebsseitigen Beschleunigungssensoren* durchzuführen. Aussichtsreiche Reglerstrukturen sollen mit Hilfe von Simulationen und mehrzieliger Parameteroptimierung ausgelegt und verglichen werden, wobei das Robotermodell alle wesentlichen Effekte enthalten soll. Aussichtsreiche Reglerstrukturen sind auf dem Laborroboter zu implementieren. Schließlich sind die Regler zu bewerten.

Danksagung

Hiermit möchte ich mich bei meinen Betreuern Prof. D. Schröder und Dr.-Ing. M. Otter für ihre fachkundige Unterstützung bei der Durchführung der Diplomarbeit bedanken. Desweiteren bedanke ich mich bei den Mitarbeitern der Abteilung Entwurfsorientierte Regelungstechnik, die stets ein offenes Ohr für meine Fragen hatten. Meinen besonderen Dank möchte ich Dr.-Ing. E. Auer und Dipl.-Ing. J. Stelter für die sehr gute Zusammenarbeit und viele lehrreiche Diskussionen aussprechen.

München, 2. Februar

Michael Thümmel

Inhaltsverzeichnis

Kapitel 1: Einleitung	1
Kapitel 2: Grundlagen	2
2.1 Eigenschaften des verwendeten Roboters	2
2.1.1 Verwendeter Roboter	2
2.1.2 Randbedingungen	4
2.2 Modellstruktur eines Roboters mit elastischen Gelenken	5
2.2.1 Annahmen bei der Modellierung	5
2.2.2 Dynamikgleichungen	6
2.3 Regelungsansätze in der Literatur	8
Kapitel 3: Beschleunigungssensor	9
3.1 Gewinnung der Meßwerte	9
3.1.1 Prinzip der Beschleunigungsmessung	9
3.1.2 Verwendeter Sensor	10
3.1.3 Signalverarbeitung	11
3.2 Verwendung der Meßwerte	15
3.2.1 Berechnung der Winkelbeschleunigung	15
3.2.2 Berechnung der Winkelgeschwindigkeit	16
3.2.3 Berechnung des Gelenkwinkels	16
3.2.4 Zusammenfassung	17
3.3 Sensorkalibrierung	18
3.4 Modellierung des Sensors in Dymola	19
Kapitel 4: Modell der ersten Achse	22
4.1 Gleichungen der ersten Achse	22
4.2 Identifiziertes Modell	24
4.3 Lineares Modell	25
4.3.1 Blockschaltbild	27
4.3.2 Zustandsdarstellung	28
4.3.3 Steuerbarkeit	29
4.3.4 Beobachtbarkeit	30

Kapitel 5: Reglerbewertung und Optimierung	31
5.1 PTP-Fahrten am Roboter	31
5.2 Bewertung der Regler anhand von PTP-Fahrten	32
5.3 Reglerparameteroptimierung mit MOPS	35
5.4 Messung der abtriebsseitigen Position am Roboter	36
Kapitel 6: Erweiterungen der Reglerstruktur	38
6.1 Anforderungen an die Regelung	38
6.2 Originalregler	40
6.3 Vorüberlegungen zum Reglerentwurf	42
6.4 P-Rückführung der Armbeschleunigung	44
6.4.1 Ansatz für die P-Rückführung	46
6.4.2 Untersuchung	46
6.4.3 Bewertung	47
6.5 Geschwindigkeitsschätzung mit direktem Parallelmodell	48
6.5.1 Ansatz	48
6.5.2 Simulation des Einschwingens	50
6.5.3 Robustheit	51
6.5.4 Störübertragungsfunktionen	52
6.5.5 Bewertung	54
6.6 PT ₁ – Rückführung der Armbeschleunigung	55
6.6.1 Ansatz	55
6.6.2 Simulationsergebnisse	57
6.6.3 Robustheit	60
6.6.4 Störübertragungsfunktionen	60
6.6.5 Messungen am Roboter	61
6.6.6 Bewertung	63
6.7 Kurzzusammenfassung	63
Kapitel 7: Beobachter	65
7.1 Luenberger Beobachter	65
7.1.2 Anwendung auf die volle Strecke	66
7.1.3 Zustandsbeobachter für einen Teil der Strecke	68
7.1.4 Bewertung	70
7.2 Modifizierter Beobachter	70
7.2.1 Entwurf	70
7.2.2 Anwendung für die Roboterachse	72

7.2.3	Verhalten des Beobachters bei einem Offset des Beschleunigungssignals	73
7.2.4	Berechnung der Beobacherverstärkungen	74
7.2.5	Separierbarkeit	75
7.2.6	Zusammenfassung der strukturellen Eigenschaften	76
7.2.7	Erweiterung des Beobachters um einen nichtlinearen Teil zur Approximation der Haftreibung	76
7.3	Verwendung des modifizierten Beobachters	78
7.3.1	Simulationsergebnisse	78
7.3.2	Diskretisierung	80
7.3.3	Reglerstruktur mit Beobachter	80
7.3.4	Meßergebnisse am Roboter	81
7.4	Kurzzusammenfassung	82
Kapitel 8: Bahnplanung		83
8.1	Problem der Führungsgrößen für ein elastisches System	83
8.2	Lösungsansatz	84
8.2.1	Inverses Modell	84
8.2.2	Untersuchung der geplanten Bahn	86
8.2.3	Glättung mit einem Hanning-Fenster	87
8.2.4	Simulationsergebnisse	89
8.2.5	Realisierung am Roboter	90
Kapitel 9: Bewertung und Ausblick		93
 Anhang		
Literaturverzeichnis		
Verzeichnis der wichtigsten Variablen		

Abbildungsverzeichnis

Kapitel 2

2.1	Verwendeter Roboter	2
2.2	Bezeichnungen	2
2.3	Arbeitsraum seitlich	3
2.4	Arbeitsraum von oben	3
2.5	Modell des Roboter gelenkes	5

Kapitel 3

3.1	Meßprinzip eines Beschleunigungssensors	9
3.2	Sensorplatine	10
3.3	Sensor im Montagegehäuse	10
3.4	Signalverarbeitung beim Einlesen der Sensormeßwerte	11
3.5	PWM-Signal vom Beschleunigungssensor	12
3.6	Spektrum des Eingangssignals	13
3.7	Spektrum des gefilterten Signals	14
3.8	Einlesen der Digitalwerte vom AD-Wandler	14
3.9	Sensor- und Gelenkkoordinatensystem	15
3.10	Sensor- und Weltkoordinatensystem	16
3.11	Anbringungsorte für den Sensor am Roboter	18
3.12	Messung Kanal 1	18
3.13	Messung Kanal 2	18
3.14	Modell der Signalverarbeitung	19
3.15	Zweikanalmodell des Sensors	20
3.16	Einkanalmodell mit Störungen	20
3.17	Vereinfachtes Einkanalmodell	21

Kapitel 4

4.1	Modell der Robotermechanik in Dymola	24
4.2	Modell des elastischen Antriebsstranges in Dymola	25
4.3	Vergleich des Einschwingverhaltens von linearem und nichtlinearem Modell für Arm und Motorposition	26
4.4	Blockschaltbild der Regelstrecke Achse 1	27

Kapitel 5

5.1	Beschleunigung, Geschwindigkeit und Winkel auf einer PTP-Bahn	32
5.2	Vergleich des antriebsseitigen Einschwingverhaltens mit linearem und nichtlinearem Modell	33
5.3	Vergleich des antriebsseitigen Einschwingverhaltens mit linearem und nichtlinearem Modell	34
5.4	Mehrzielige Optimierung der Reglerparameter mit MOPS	35
5.5	Linearpotentiometer mit Roboterhand	36

5.6	CompuGauge Meßbalken	37
5.7	CompuGauge Meßaufnehmer	37

Kapitel 6

6.1	Robotertraglast	38
6.2	Interpolation der Armträgheit	39
6.3	Blockschaltbild der Strecke mit Originalregler	40
6.4	Einfluß von J_a auf die Pole	41
6.5	Einfluß eines Störmoments auf Motor und Armposition	42
6.6	Einfluß von k_4 bei verschiedenen k_3 auf die Pole des Systems	43
6.7	Einfluß von k_3 bei verschiedenen k_4 auf die Pole des Systems	43
6.8	Einfluß von k_2 bei verschiedenen k_3 auf die Pole des Systems	43
6.9	Einfluß von k_2 bei verschiedenen k_4 auf die Pole des Systems	43
6.10	Einfluß von k_1 bei verschiedenen k_3 auf die Pole des Systems	44
6.11	Einfluß von k_1 bei verschiedenen k_4 auf die Pole des Systems	44
6.12	Kaskadenregelung für die erste Achse	45
6.13	Kaskadenregelung an die Taktverhältnisse angepaßt	45
6.14	Abhängigkeit der Pole des Systems von k_{BR}	47
6.15	Abhängigkeit der Pole des Systems von k_{BR}	47
6.16	Blockschaltbild mit I-Regler Erweiterung	49
6.17	Einschwingverhalten mit I-Reglererweiterung, k_{DRA} optimiert	50
6.18	Einschwingverhalten mit I-Reglererweiterung, alle Parameter optimiert	51
6.19	Einfluß von J_a auf die Pole	52
6.20	Übertragungsfunktion von $M_{stör}$ auf q_a	52
6.21	Übertragungsfunktion von $M_{stör}$ auf q_m	52
6.22	Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf q_a	53
6.23	Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf den I-Ausgang	53
6.24	Auswirkung eines Offsetfehlers im Beschleunigungssignal	54
6.25	Bildung des PT_1 -Filters aus Hochpaß und Integrator im Bode-Diagramm	55
6.26	Annäherung des Integrierers durch ein PT_1 -Filter	56
6.27	Blockschaltbild der Strecke mit PT_1 Reglererweiterung	57
6.28	Einschwingverhalten mit PT_1 -Reglererweiterung, k_{DRA} optimiert	58
6.29	Einschwingverhalten mit PT_1 -Reglererweiterung, alle Parameter optimiert	59
6.30	Einfluß von J_a auf die Pole	60
6.31	Übertragungsfunktion von $M_{stör}$ auf q_{arm}	60
6.32	Übertragungsfunktion von $M_{stör}$ auf q_{mot}	60
6.33	Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf den PT_1 -Ausgang	61
6.34	Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf q_a	61
6.35	Einschwingverhalten am Roboter mit PT_1 -Reglererweiterung	62

Kapitel 7

7.1	Vergleich zwischen den mit einem Luenberger Beobachter geschätzten Werten und den Werten des linearen Systems bei einem Störgrößensprung	66
7.2	Aufteilung der Strecke in zwei Teilsysteme	68
7.3	Abtriebsseitiger Teil der Strecke	68

7.4	Geschätzte Armposition beim Einschwingen bei um 50% falschem J_a	70
7.5	Modifizierter Beobachter mit nichtlinearer Reibung	77
7.6	Reibkennlinien von Identifikation und Beobachter	77
7.7	Vergleich zwischen geschätzter und wahrer Armgeschwindigkeit während der gesamten Fahrt	78
7.8	Vergleich zwischen geschätzter und wahrer Armposition beim Einschwingen	79
7.9	Reglerstruktur mit Verwendung der geschätzten Armgeschwindigkeit	81
7.10	Einschwingverhalten des Roboters mit Beobachter	82

Kapitel 8

8.1	Abtriebsseitige Abweichungen von der Sollbahn während der gesamten Fahrt bei exakter antriebsseitiger Einhaltung der Sollbahn	84
8.2	Sollgrößen der Bahnplanung, geglättete Sollgrößen und Umrechnung auf die Motorseite durch das Filter der inversen Dynamik	85
8.3	Vergleich zwischen Mittelwert- und Hanningfilter	88
8.4	Sollgrößen bei Anwendung des inversen Dynamik Filters auf die mit dem Hanning-Filter geglättete Sollbahn	88
8.5	Vergleich des Einschwingverhaltens bei Verwendung der gefilterten und der ungefilterten Führungsgrößen	89
8.6	Am Roboter berechnete Sollgeschwindigkeiten	91

Kapitel 1

Einleitung

Bei den meisten Aufgabenstellungen, für die Industrieroboter eingesetzt werden, sind kurze Bearbeitungszeiten für die Bewältigung einer Montageaufgabe gefordert, um einen hohen Durchsatz zu erzielen. Aufgrund dieser Anforderungen wurden die Verfahrszeiten der Roboter durch Maximierung der Bahngeschwindigkeiten und Bahnbeschleunigungen reduziert. Typische Beispiele für diese Art von Anwendungen sind Montage- und Punktschweißaufgaben.

Die für minimale Verfahrszeit gewählten Bahnen verursachen aber gleichzeitig hohe Momente auf die Antriebsstränge, welche aufgrund der daraus resultierenden hohen Belastungen der Mechanik nicht mehr als ideal betrachtet werden können. Insbesondere zeigt sich, daß in den Antrieben eine deutliche Elastizität vorhanden ist, welche am Roboter zu unerwünschten Schwingungen führt.

Dieses Problem könnte teilweise durch den Einsatz hochwertiger Antriebe mit großer Drehsteifigkeit behoben werden. Solche Antriebe sind aber für die gängigen Roboteranwendungen zu teuer. Deshalb besteht der Wunsch, das Problem von der regelungstechnischen Seite her zu lösen.

Mit den momentan üblichen Reglerstrukturen können die Schwingungen, welche durch die Elastizitäten in den Antriebssträngen entstehen, nicht wirkungsvoll gedämpft werden. Dies liegt vor allem daran, daß als Meßgrößen nur die einfacher zu messenden, motorseitigen Größen zur Verfügung stehen, welche keine direkte Information über die zu dämpfenden Schwingungen enthalten. Sensoren, die in der Lage sind, die Schwingungen des Armes zu messen, waren bisher nur für den Laboreinsatz anwendbar oder zu teuer. Seit kurzer Zeit sind jedoch preisgünstige Beschleunigungssensoren auf dem Markt, deren Meßbereich für Anwendungen der Robotik geeignet ist. Da sie außerdem ohne wesentliche mechanische Veränderungen des Roboters eingesetzt werden können, bietet sich eine Verwendung dieser Sensoren für abtriebsseitige Messungen an, um damit eine aktive Schwingungsdämpfung zu realisieren.

In der Arbeit wird am Beispiel der ersten Achse eines KUKA KR6 Industrieroboters sowohl theoretisch, als auch im praktischen Experiment untersucht, wie die Messwerte eines am Roboter montierten Beschleunigungssensors zur Verbesserung der Roboterregelung genutzt werden können. Nach der Modellierung der Strecke werden in Kapitel sechs mehrere Erweiterungen des bisherigen Reglers vorgestellt, welche den Meßwert direkt zur Regelung verwenden, und ihre Eigenschaften untersucht. In Kapitel sieben der Arbeit sind Möglichkeiten aufgeführt, wie der Meßwert in einem Beobachter zur Zustandsschätzung verwendet werden kann. Darauf aufbauend wird ein nichtlinearer Beobachter entworfen, der für eine unvollständige Zustandsregelung verwendet wird. Das Kapitel acht widmet sich dem Führungsverhalten des Systems. Dazu wird die, für eine gegebene abtriebsseitige Bahn optimale, antriebsseitige Bahn bestimmt. Außerdem wird ein Ansatz gezeigt, wie die für den starren Roboter zeitoptimal geplante Bahn einer PTP-Bewegung modifiziert werden kann, damit die Stellgrößenbeschränkungen auch für einen elastischen Roboter eingehalten werden.

Kapitel 2 Grundlagen

In diesem Kapitel werden der verwendete Roboter beschrieben und die Randbedingungen für die Arbeit an der Roboterregelung gezeigt. Anschließend wird ein allgemeines Modell für die Dynamik eines Roboters mit elastischen Gelenken vorgestellt. Am Ende des Kapitels werden Regelungsansätze aus der Literatur angesprochen.

2.1 Eigenschaften des verwendeten Roboters

Zunächst sollen anhand der Eigenschaften des benutzten Roboters die Randbedingungen für Erweiterungen des Reglers untersucht werden.

2.1.1 Verwendeter Roboter

Mechanischer Aufbau

Die Arbeit wurde an einem KUKA KR6 Roboter durchgeführt, wie er in Abbildung 2.1 zu sehen ist. Die Bezeichnungen der Achsen und der Roboterglieder, sowie der Drehsinn der Achsen sind aus Abbildung 2.2 ersichtlich.

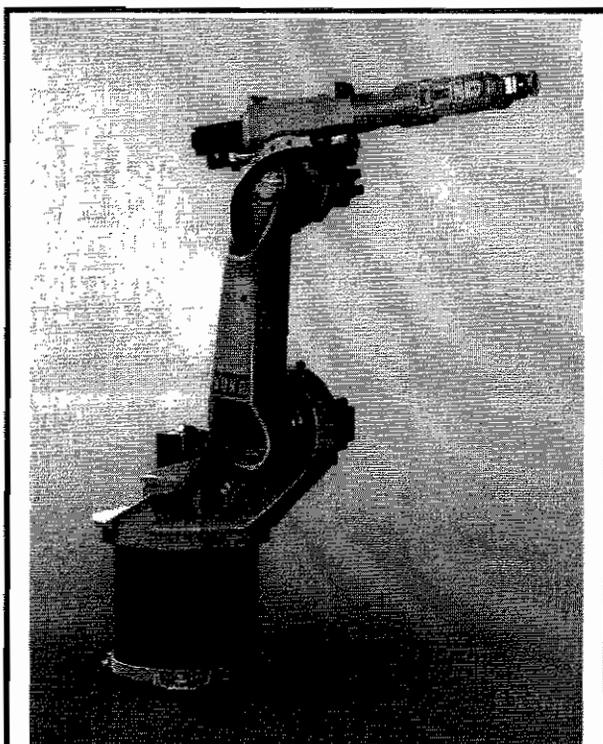


Abbildung 2.1: Verwendeter Roboter

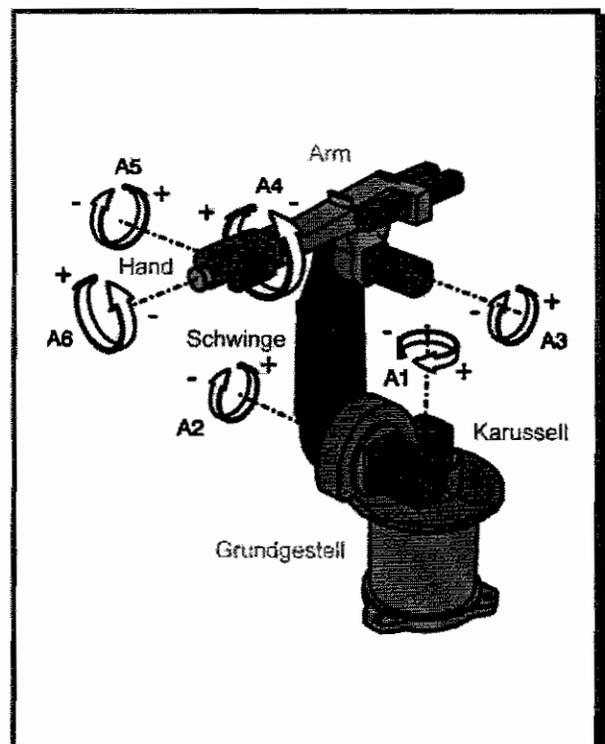
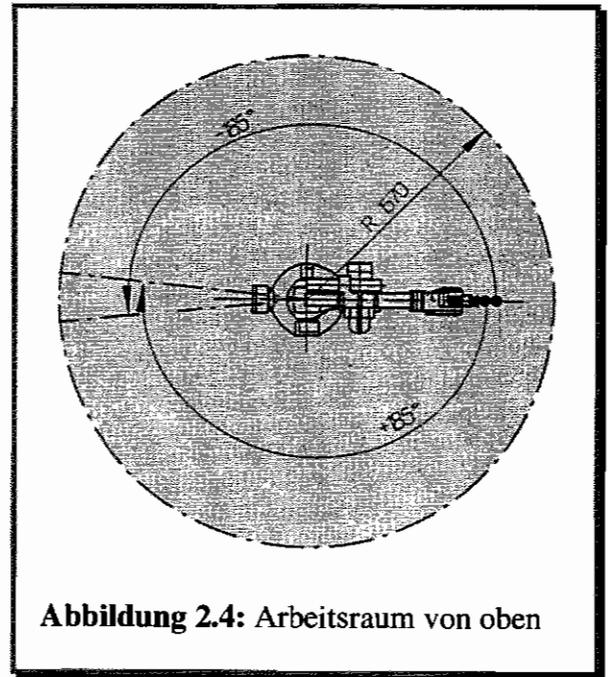
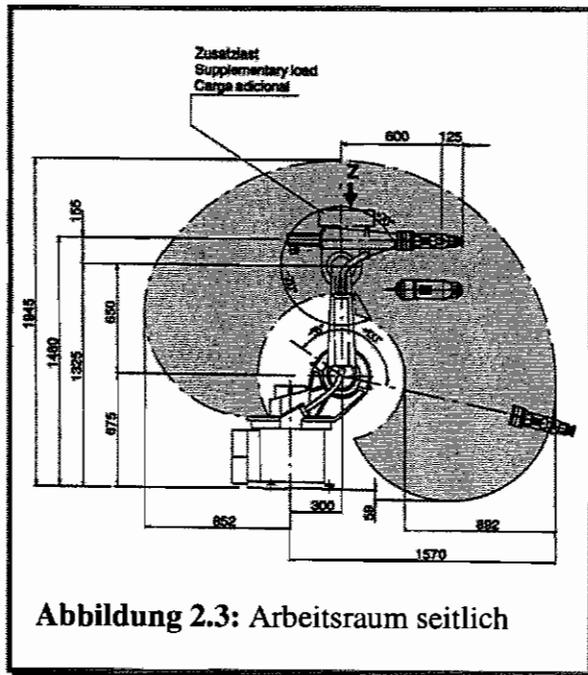


Abbildung 2.2: Bezeichnungen

Kapitel 2: Grundlagen

Bei diesem Roboter handelt es sich um einen sechssachsigen Industrieroboter mit Knickarmkinematik. Für alle Achsen werden AC-Servomotoren verwendet. Der Roboterarm kann mit einer Traglast bis zu 6 kg an der Hand und einer Zusatzlast auf dem Arm bis zu 10 kg belastet werden. Durch den mechanischen Aufbau des Roboters entsteht ein Arbeitsraum gemäß den Abbildungen 2.3 und 2.4.



Die Daten und Abbildungen des Roboters sind [KUKR6] entnommen.

Reglerstruktur

Die Regelung erfolgt achsweise. Dazu wird für jedes Gelenk ein P-Lageregler und ein PI-Drehzahlregler eingesetzt.

Die Regler aller Achsen sind diskret auf einem digitalen Signalprozessor (DSP) realisiert. Um die auf dem Prozessor zur Verfügung stehende Rechenzeit gut auszunutzen, arbeitet die Regelung mit vier verschiedenen Taktzeiten. Der schnellste Takt bedient die Stromregler der Motoren. Ein etwas langsamerer Takt wird für die Drehzahlregelung verwendet, während die Lageregelung mit einer nochmals vergrößerten Taktzeit arbeitet. Der Datenaustausch des DSP mit der Robotersteuerung erfolgt über ein Dual Port RAM im langsamsten vorhandenen Takt, dem Bahnplanktakt, mit einer Taktzeit von 12ms.

Die Regelung besitzt keine zusätzlichen Anteile, um Kopplungen der Achsen, welche durch die Robotermechanik entstehen, zu kompensieren. Bleibende Regelabweichungen durch externe Störungen wie zum Beispiel Schwerkrafteinflüsse, werden durch den Integralanteil im Drehzahlregler aufgefangen.

2.1.2 Randbedingungen

Durch die Verwendung des KUKA KR6 Roboters entstehen bei Reglererweiterungen einige Randbedingungen.

- 1) Da die Robotersteuerung auf den momentan verwendeten Regler abgestimmt ist, ergeben sich die folgenden Einschränkungen:
 - Der DSP ist bereits stark ausgelastet. Erweiterungen des Reglers müssen also mit möglichst wenig Rechenzeit auskommen. Regelungsansätze mit hohem Rechenaufwand, wie zum Beispiel das Mitrechnen eines Robotermodells zur Entkopplung der Achsen, scheiden damit von vornherein aus.
 - Der noch verfügbare Speicher ist relativ gering. Damit ist es beispielsweise nicht möglich, größere Tabellen anzulegen, um auf diese Weise Rechenzeit zu sparen.
 - Die Ein-/Ausgabemöglichkeiten des DSP sind beschränkt. Insbesondere kann pro Achse nur eine Sollgröße vorgegeben werden. Die Auswirkungen dieser Einschränkung werden in Kapitel acht diskutiert. Außerdem kann, bedingt durch die Größe des Dual Port RAM, nur eine begrenzte Anzahl von Variablen zur späteren Analyse gespeichert werden.
 - Die Anzahl der aufnehmbaren Meßgrößen ist durch die zum Einlesen externer Daten verfügbaren Kanäle des AD-Wandlers begrenzt. Bei der Grundversion des Roboters ohne zusätzliche Achsen sind vier freie Kanäle vorhanden.
- 2) Es kann nicht angenommen werden, daß ein exaktes Modell des Roboters zur Verfügung steht, da eine genaue Identifikation der Roboter in der praktischen Anwendung zu aufwendig ist.
- 3) Als Messwerte stehen beim originalen Roboter nur die Motorpositionen zur Verfügung
- 4) Für Erweiterungen der Regelung steht nur der Quellcode des Reglers auf dem Signalprozessor zur Verfügung. Damit ist es nicht möglich, zeitaufwendige Rechnungen auf den leistungsstarken Rechner der Robotersteuerung zu verlagern. Außerdem kann die Bahnplanung, welche auf dem Steuerungsrechner durchgeführt wird, nicht verändert werden.

2.2 Modellstruktur eines Roboters mit elastischen Gelenken

Um einen Einblick in die Dynamik des Roboters und die daraus für die Regelung entstehenden Probleme zu bekommen, wird zuerst das Modell der Roboterdynamik vorgestellt.

2.2.1 Annahmen bei der Modellierung

Um das Modell einfach zu halten, werden die folgenden Annahmen gemacht:

- 1) Der Roboter hat ideale rotatorische Gelenke.
- 2) Am Roboter tritt Elastizität nur im Antriebsstrang und nicht in den Robotergliedern auf. Es ist somit möglich die Elastizität als im Gelenk konzentriert anzunehmen. Ferner ist das Gelenk nur in Drehrichtung, nicht aber in Kipprichtung elastisch.

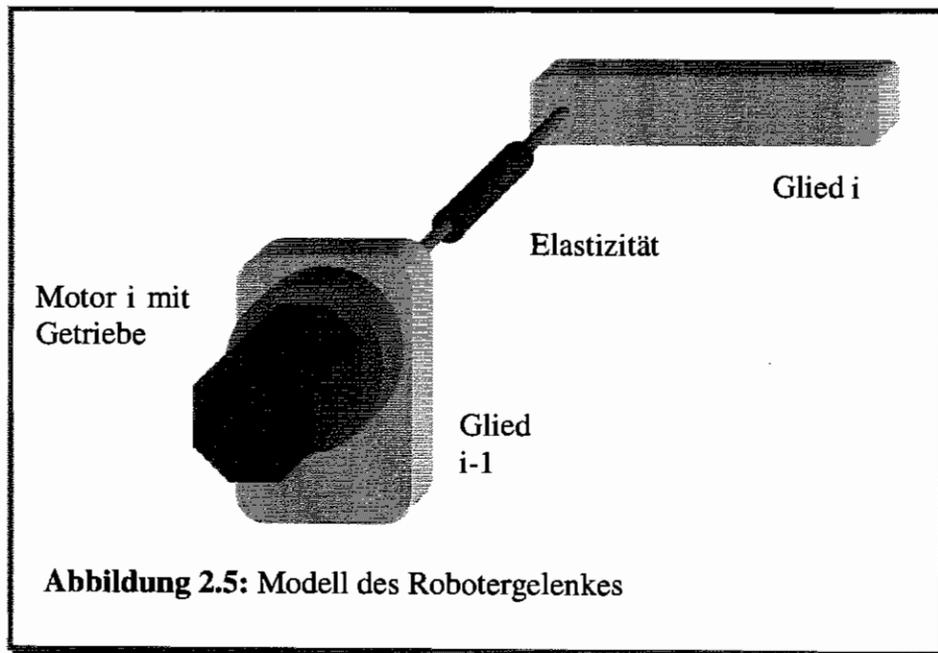


Abbildung 2.5: Modell des Robotergelenkes

Das Gelenk zwischen den Gliedern $i-1$ und i kann damit, wie in Abbildung 2.5 dargestellt, modelliert werden. Diese Art von Robotern wird in der Literatur mit RLFJ (Rigid-Link Flexible-Joint) Roboter bezeichnet.

- 3) Die Anker der Motoren können näherungsweise als gleichförmige Körper betrachtet werden. Ihr Schwerpunkt liegt auf der Rotationsachse.
- 4) Die Elastizität im Gelenk kann durch eine Feder-Dämpfer-Kombination beschrieben werden.
- 5) Die Motorparameter werden über die Getriebeuntersetzungen auf die Abtriebsseite umgerechnet. Damit tauchen die Untersetzungsverhältnisse der Getriebe im Modell nicht mehr auf.

2.2.2 Dynamikgleichungen

Das Modell eines Roboters mit N elastischen Gelenken, welches z.B. mit Hilfe der Lagrange Bewegungsgleichungen oder der Newton-Euler-Methode gewonnen werden kann, hat unter Verwendung der gerade gemachten Voraussetzungen die folgende Struktur, welche zum Beispiel [Wit96] entnommen werden kann:

$$I \begin{pmatrix} \ddot{\underline{q}}_A \\ \ddot{\underline{q}}_M \end{pmatrix} + V \begin{pmatrix} \dot{\underline{q}}_A \\ \dot{\underline{q}}_M \end{pmatrix} + \underline{G} + \underline{R} + \underline{M}_{EK} = \begin{pmatrix} \underline{M}_{Extern} \\ \underline{M}_{Antrieb} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

mit den Gelenkwinkeln des Armes \underline{q}_A und den Motorwinkeln \underline{q}_M . Die Trägheitsmatrix I hat den Aufbau:

$$I = I(\underline{q}_A) = \begin{pmatrix} I_1(\underline{q}_A) & I_2(\underline{q}_A) \\ I_2^T(\underline{q}_A) & I_3 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Dabei ist I_1 die Trägheitsmatrix der Roboterarmmechanik, I_2 die Koppelmatrix der Motorbeschleunigungen und I_3 die Trägheitsmatrix der Antriebe. I_2 kann in den meisten Fällen vernachlässigt werden.

Der Aufbau der Kreiselkräftematrix V geht aus Gleichung 2.3 hervor.

$$V = V(\underline{q}_A, \underline{q}_M, \dot{\underline{q}}_A, \dot{\underline{q}}_M) = (\underline{V}_1, \underline{V}_2, \dots, \underline{V}_N)^T \quad (2.3)$$

Da die Anker der Motoren als gleichförmige Körper angenommen wurden, ist für sie kein Schwerkrafteinfluß vorhanden. Damit gilt für den Vektor der Gewichtskräfte \underline{G} :

$$\underline{G} = \underline{G}(\underline{q}_A) = \begin{pmatrix} \underline{G}_1(\underline{q}_A) \\ 0 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Reibungseffekte der Antriebsstränge werden über den Reibvektor \underline{R} berücksichtigt, der den folgenden Aufbau hat:

$$\underline{R} = \underline{R}(\underline{q}_A, \underline{q}_M, \dot{\underline{q}}_A, \dot{\underline{q}}_M) = \begin{pmatrix} \underline{R}_A(\underline{q}_A, \dot{\underline{q}}_A) \\ \underline{R}_M(\underline{q}_M, \dot{\underline{q}}_M) \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Die Wechselwirkungen der Motoren mit dem Roboterarm über die Antriebsstränge werden durch den Vektor \underline{M}_{EK} , der die durch elastische Kopplung entstehenden Momente erfaßt, beschrieben.

$$\underline{M}_{EK} = \underline{M}_{EK}(\underline{q}_A, \underline{q}_M, \dot{\underline{q}}_A, \dot{\underline{q}}_M) = \begin{pmatrix} +\underline{M}_{Elast}(\underline{q}_A, \underline{q}_M, \dot{\underline{q}}_A, \dot{\underline{q}}_M) \\ -\underline{M}_{Elast}(\underline{q}_A, \underline{q}_M, \dot{\underline{q}}_A, \dot{\underline{q}}_M) \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

Die Trägheitsmatrix des Roboterarmes I_1 ist im allgemeinen Fall voll besetzt und hat den Aufbau:

$$I_1 = (\underline{I}_{1,1}, \underline{I}_{1,2}, \dots, \underline{I}_{1,N})^T \quad (2.7)$$

I_2 , die Koppelmatrix der Motorbeschleunigungen, hat aufgrund der Roboterstruktur die obere Dreiecksform.

$$I_2(\underline{q}_A) = (\underline{I}_{2,1}, \underline{I}_{2,2}, \dots, \underline{I}_{2,N})^T = \begin{pmatrix} 0 & I_{2,1,2}(q_{A,1}) & I_{2,1,3}(q_{A,1}, q_{A,2}) & \dots & I_{2,1,N}(q_{A,1}, \dots, q_{A,N-1}) \\ 0 & 0 & I_{2,2,3}(q_{A,2}) & \dots & I_{2,2,N}(q_{A,2}, \dots, q_{A,N-1}) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & I_{2,N-1,N}(q_{A,N-1}) \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

I_3 ist die Trägheitsmatrix der Antriebe und hat die Form

$$I_3 = \text{diag}(J_{M1}, \dots, J_{MN}) \quad (2.9)$$

mit dem Trägheitsmoment des i -ten Antriebes J_{Mi} .

Die i -te Komponente des Koppelmomentenvektors lautet

$$M_{Elast,i} = K_i(q_{A,i} - q_{M,i}) + D_i(\dot{q}_{A,i} - \dot{q}_{M,i}) \quad (2.10)$$

mit der Getriebesteifigkeit des i -ten Antriebes K_i und der Getriebedämpfung des i -ten Antriebes D_i .

2.3 Regelungsansätze in der Literatur

In [Luc98] wird ein Algorithmus vorgestellt, der das Ein-/Ausgangsverhalten eines Roboters mit elastischen Gelenken entkoppelt und volle Zustandslinearisierung bietet. In [Dix98] wird durch Ausgangsrückführung ein global asymptotisch stabiler Regler, der nur auf Messung der Gelenkwinkel beruht, entworfen. Ein Vergleich mehrerer nichtlinearer Regler für Roboter mit elastischen Gelenken ist in [Brog95] zu finden.

Die oben aufgeführten Beispiele basieren aber auf exakter Modellkenntnis oder vollständiger Zustandsmeßbarkeit oder beidem. Damit sind sie im hier vorliegenden Fall nicht anwendbar.

Ein adaptiven Regler, der auf der Messung von Arm- und Motorpositionen beruht, wird in [Lim97] entworfen. In [Hun91] wird gezeigt, daß sich ein typisches, rein motorseitiges Regelungskonzept von Industrierobotern durch Rückführung der abtriebseitigen Geschwindigkeit verbessern läßt. Beide Regelungskonzepte basieren jedoch auf der Messung der Armposition, welche im hier vorliegenden Fall nicht verfügbar ist.

In der Arbeit wurde eine Literaturrecherche bezüglich der Verwendung von Beschleunigungssensoren zur Regelung mechanischer Systeme durchgeführt. Dabei zeigte sich, daß es auf diesem Gebiet nur sehr wenige Arbeiten gibt. Dies mag zum einen daran liegen, daß kleine, einfach zu handhabende Beschleunigungssensoren noch nicht lange erhältlich sind. Zum anderen wird bei den meisten Regelungsansätze versucht eine Zustandsgröße der Strecke zu messen. Die Beschleunigung ist für den Roboter jedoch keine Zustandsgröße.

Beschleunigungssensoren werden zum Beispiel in [Ald96] verwendet, um beim Ausfall von Gelenkwinkelsensoren die Gelenkpositionen mit Hilfe der Erdbeschleunigung zu bestimmen. Die Sensormeßwerte werden aber nicht direkt zur Regelung verwendet.

Für flexible Roboterarme wurde zum Beispiel in [Kot88] festgestellt, daß durch eine Rückführung der Beschleunigung am Endpunkt des Gliedes eine Verbesserung der Regelungseigenschaften möglich ist. Solche Untersuchungen sind aber anscheinend bisher nur an Robotern mit elastischen Gliedern durchgeführt worden. Die Struktur des Modells eines solchen Roboters unterscheidet sich wesentlich von der eines RLFJ-Roboters.

Kapitel 3

Beschleunigungssensor

Dieses Kapitel geht zunächst auf die prinzipielle Wirkungsweise eines Beschleunigungssensors ein. Anschließend wird der verwendete Sensor und die Aufbereitung der Meßsignale beschrieben. Danach werden Möglichkeiten zur Berechnung regelungstechnisch relevanter Größen aus dem Meßsignal gezeigt.

3.1 Gewinnung der Meßwerte

Zunächst soll das Meßprinzip des Sensor vorgestellt und die Methode zum Einlesen der Meßwerte in den Roboter gezeigt werden.

3.1.1 Prinzip der Beschleunigungsmessung

Die meisten Beschleunigungssensoren arbeiten mit einer schwingungsfähig aufgehängten Masse, deren Position gemessen werden kann.

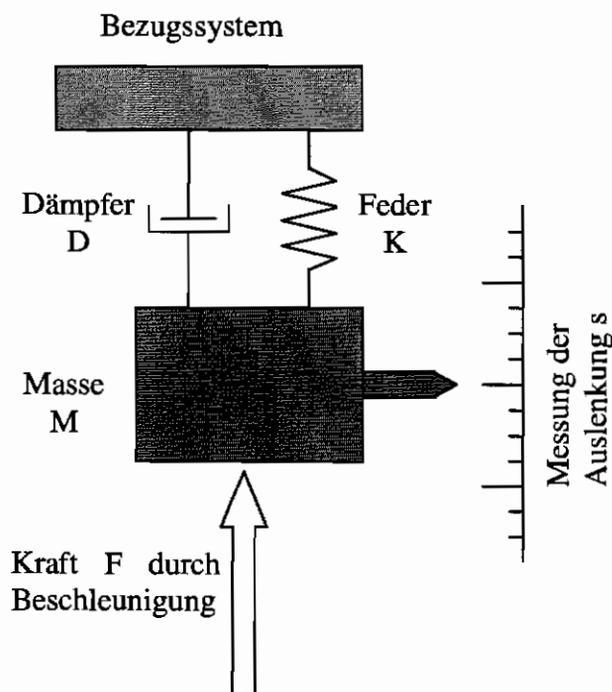


Abbildung 3.1: Meßprinzip eines Beschleunigungssensors

Wird das Bezugssystem beschleunigt, stellt sich aufgrund der Trägheit der Masse M eine Kraft

$$F = M a \quad (3.1)$$

ein. Diese Kraft bewirkt stationär eine Dehnung der Feder um:

$$s = \frac{F}{K} = \frac{M a}{K} \quad (3.2)$$

Das dynamische Verhalten des Systems wird durch die Differentialgleichung 2. Ordnung für die Bewegung der Masse M wiedergegeben.

$$M\ddot{s} + D\dot{s} + Ks = F \quad (3.3)$$

Die durch diese Gleichung gegebene schwingfähige Strecke hat die Eigenfrequenz

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{M}} \sqrt{1-d^2} \quad (3.4)$$

und eine Dämpfung entsprechend:

$$d = \frac{D}{2\sqrt{KM}} \quad (3.5)$$

Bei geeigneter Wahl der Parameter M, K und D kann damit ein System erzeugt werden, bei dem die Auslenkung s für den interessierenden Frequenzbereich praktisch proportional zur Beschleunigung des Bezugssystems ist.

3.1.2 Verwendeter Sensor

In den Versuchen wurde ein Sensor der Firma Analog Devices verwendet, welcher nach dem oben beschriebenen Prinzip arbeitet. Der Ein-Massen Schwinger ist bei diesem Sensor in Mikromechanik ausgeführt, so daß der komplette Sensor in ein IC integriert werden kann. Auf einem IC sind zwei orthogonal zueinander ausgerichtete Sensoren verfügbar.

Abbildung 3.2 zeigt die Sensorplatine und Abbildung 3.3 den Sensor im Gehäuse für die Montage am Roboter.

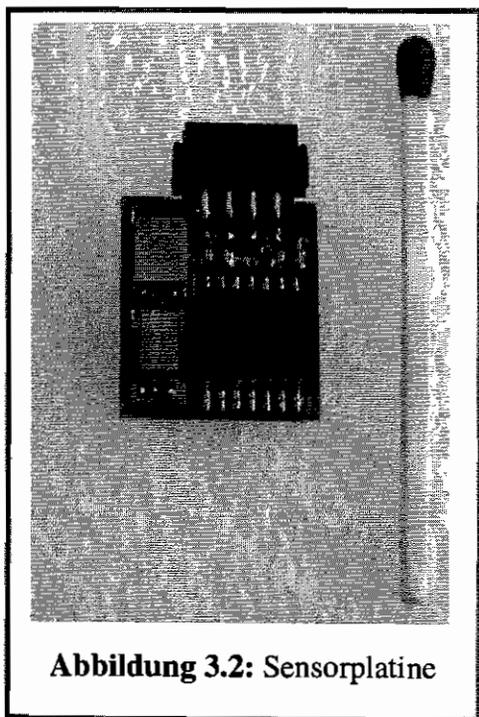


Abbildung 3.2: Sensorplatine

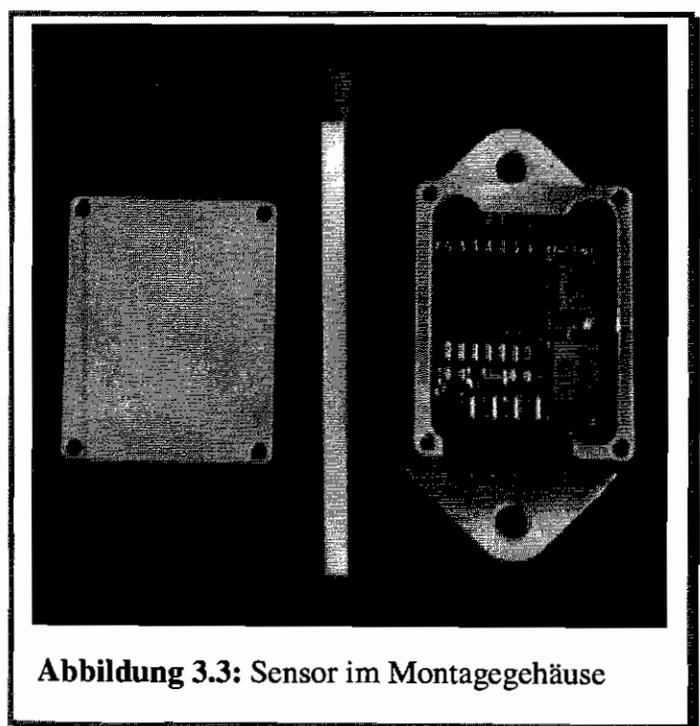


Abbildung 3.3: Sensor im Montagegehäuse

Ein Auszug aus den Datenblättern befindet sich im Anhang.

Für jeden Beschleunigungsmesswert stehen zwei Ausgänge zur Verfügung: ein pulsweitenmoduliertes (PWM) Signal mit einstellbarer Frequenz und ein analoges Signal. Da bei der Pulsweitenmodulation ein binäres Signal, bei dem nur die Zustände high oder low möglich sind, übertragen wird, kann die Störanfälligkeit des Signals durch den Einsatz einer Schaltung zur Signalrekonstruktion deutlich verringert werden. Weil der Roboter in einer industriellen Umgebung arbeitet, ist die Störsicherheit unabdingbare Voraussetzung. Deshalb eignet sich nur das PWM-Signal zur Weiterverarbeitung.

3.1.3 Signalverarbeitung

Der Sensor erzeugt ein Signal mit den Pegeln 0V und 5V. Zur Anpassung an den Eingang am Roboter wird dieses im Verlauf der Signalrekonstruktion auf die Pegel -5V und 5V umgesetzt. An der Robotersteuerung stehen zum Einlesen der zusätzlichen Daten standardmäßig nur Analogeingänge zur Verfügung. Deshalb muß zum Einlesen der Meßwerte aus dem PWM-Signal wieder ein analoges Signal gewonnen werden. Das geschieht momentan durch Glättung mit einem analogen Tiefpassfilter, das gleichzeitig als Anti-Aliasing Filter wirkt, und einem diskreten Tiefpassfilter, welches in der Robotersteuerung programmiert wurde. Die gesamte Signalverarbeitung ist in Abbildung 3.4 dargestellt.

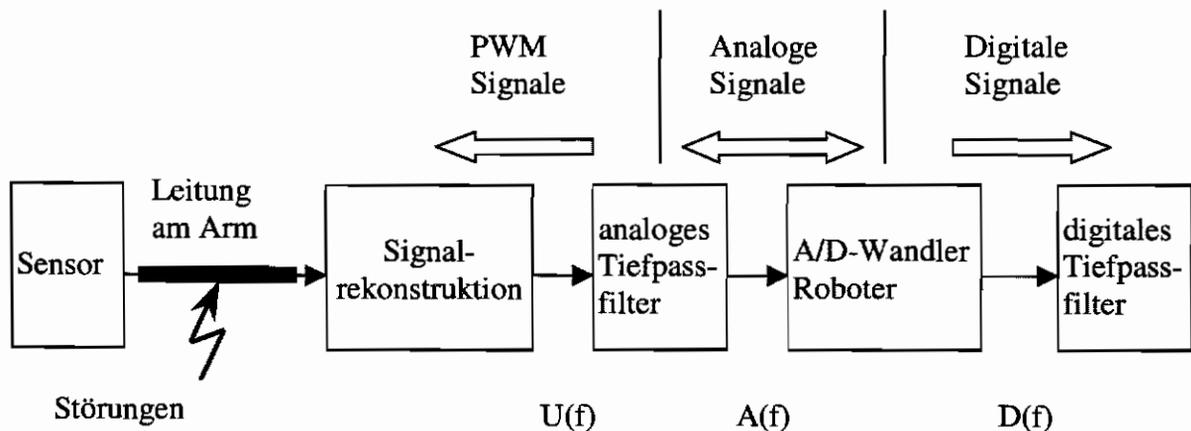


Abbildung 3.4: Signalverarbeitung beim Einlesen der Sensormeßwerte

Die Glättungsmethode mit Tiefpassfiltern bringt allerdings einige Probleme mit sich, die durch geeignete Wahl der Sensorfrequenz f_0 und der Filterparameter gelöst werden müssen. Zur Erklärung wird zunächst etwas genauer auf die Signale eingegangen.

Das PWM-Signal nach der Rekonstruktion entspricht bei einer konstanten Beschleunigung der Gleichung:

$$u(t) = 2A_{PWM} \operatorname{rect}\left(\frac{t}{T_1}\right) * \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta(t - kT_0) - A_{PWM} \quad (3.6)$$

Der Beschleunigungsmeßwert ist durch das Verhältnis T_1/T_0 gegeben. Bei $T_1=T_0/2$ ist der Meßwert Null. Die Beschleunigung ist damit proportional zum Mittelwert des Signals.

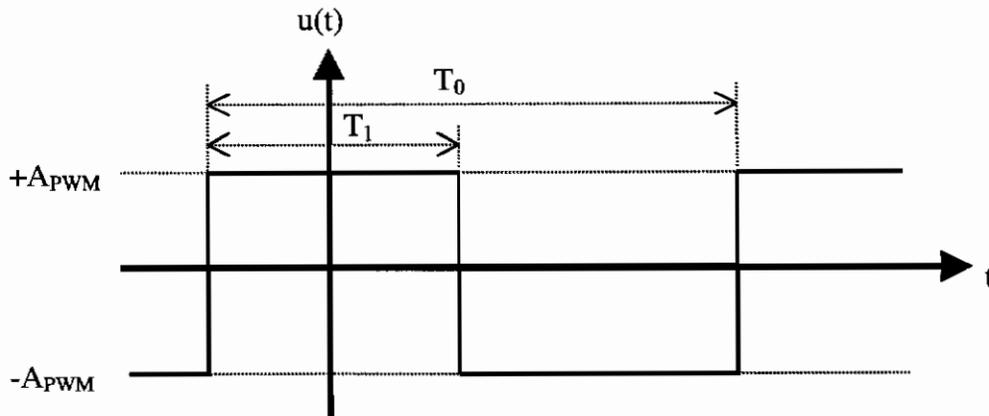


Abbildung 3.5: PWM-Signal vom Beschleunigungssensor

Die Fouriertransformierte des Signals bei konstanter Beschleunigung ist:

$$U(f) = 2A_{PWM} |T_1| \operatorname{si}(\pi T_1 f) \cdot \frac{1}{T_0} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_0}\right) - A_{PWM} \delta(f) \quad (3.7)$$

Das Signal enthält erwartungsgemäß einen Gleichanteil und Schwingungen mit den Vielfachen der PWM-Frequenz. Für das Signal nach dem analogen Tiefpassfilter ergibt sich:

$$A(f) = \left[2A_{PWM} \left| \frac{T_1}{T_0} \right| \operatorname{si}(\pi T_1 f) \cdot \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_0}\right) - A_{PWM} \delta(f) \right] G_{ATP}(f) \quad (3.8)$$

Um den Gleichanteil herauszufiltern, müssen die Tiefpassfilter so gewählt sein, daß sie die Schwingungen möglichst stark dämpfen. Gleichzeitig dürfen sie aber auch keine nennenswerte Zeitverzögerung in dem für die Regelung interessanten Frequenzbereich erzeugen. Aus diesen Forderungen folgt, daß die Sensorfrequenz möglichst hoch eingestellt werden muß. Selbst bei maximaler PWM-Frequenz des Sensors ist aber der Abstand zum Nutzsignal noch zu klein. Die Grundfrequenz des PWM Signals und seine erste Oberwelle bleiben bei einem nach dem obigen Kriterium eingestellten analogen Tiefpass noch deutlich erkennbar. Das analoge Signal kann damit angenähert werden durch

$$A(f) = \sum_{k=-2}^{k=+2} a_k \delta(f - f_k) \quad (3.9)$$

mit den Koeffizienten

$$a_k = \left[2A_{PWM} \left| \frac{T_1}{T_0} \right| \operatorname{si} \left(\pi T_1 \frac{k}{T_0} \right) - A_{PWM} \delta \left(\frac{k}{T_0} \right) \right] \cdot G_{ATP} \left(\frac{k}{T_0} \right) \quad (3.10)$$

und den Frequenzen:

$$f_k = \frac{k}{T_0} = k f_0 \quad (3.11)$$

Für einen mit der erforderlichen hohen Frequenz betriebenen Sensor gilt aber:

$$f_k > \frac{f_A}{2} \quad \forall k \neq 0 \quad (3.12)$$

Damit ist das Abtasttheorem verletzt. Aliasing läßt sich deshalb nicht vermeiden.

Nach dem AD-Wandler entsteht deshalb ein diskretes Signal mit dem folgenden Spektrum:

$$D(f) = \sum_{k=-2}^{k=+2} a_k \delta \left(f - \frac{k}{T_0} \right) * \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} \delta \left(f - \frac{k}{T_A} \right). \quad (3.13)$$

Um die durch Aliasing entstandenen, eingespiegelten Schwingungen weitgehend unschädlich zu machen, wird die Sensorfrequenz so verstellt, daß die Schwingungen möglichst weit vom Nutzband entfernt zu liegen kommen. Dadurch konnte für das digitale Eingangssignal das in Diagramm 3.1 dargestellte Spektrum mit der durch f_1 eingespiegelten Frequenz f_1' und der durch f_2 eingespiegelten Frequenz f_2' erreicht werden.

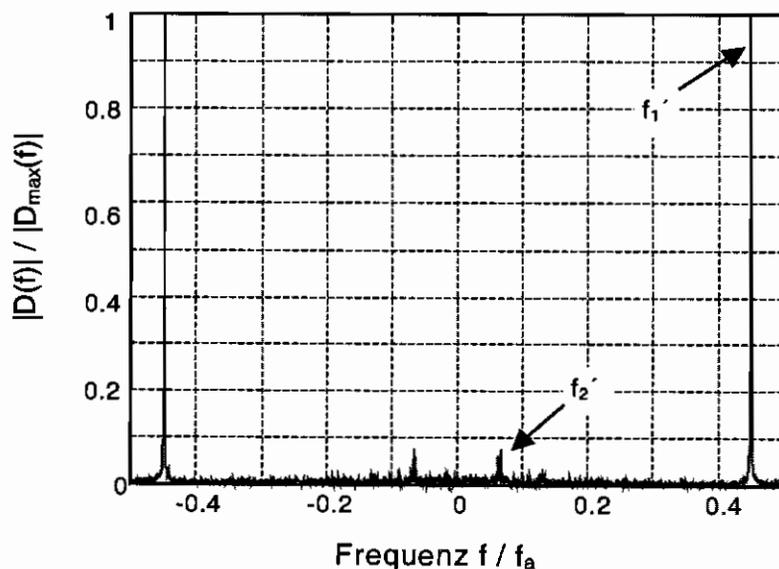


Abbildung 3.6: Spektrum des Eingangssignals

Durch Filtern mit dem digitalen Tiefpass entsteht das Signal $Y(f)$:

$$Y(f) = \left[\sum_{k=-2}^{k=+2} a_k \delta \left(f - \frac{k}{T_0} \right) * \sum_{l=-\infty}^{l=+\infty} \delta \left(f - \frac{k}{T_A} \right) \right] \cdot G_{DTP}(f) \quad (3.14)$$

Auch dieses Filter wird darauf ausgelegt, nur eine geringe Phasenverschiebung im Nutzband zu erzeugen. Damit ergibt sich das Spektrum des im weiteren verwendeten Beschleunigungsmeßsignals entsprechend Abbildung 3.7.

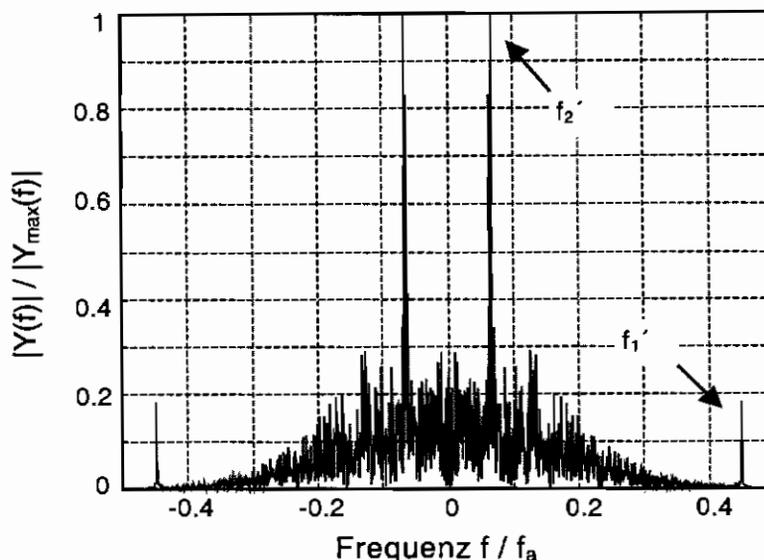


Abbildung 3.7: Spektrum des digital gefilterten Signals

Man erkennt, daß die zuvor dominierenden Störungen stark reduziert werden konnten, aber die Fehler durch die Abtastung immer noch etwa fünfmal stärker sind als das eigentliche Sensorrauschen.

Beim Einlesen der Meßwerte in die Robotersteuerung muß außerdem beachtet werden, daß die Anzahl der Stellen des AD-Wandlers nicht mit der Wortbreite des Signalprozessors übereinstimmt. Der Wandler schreibt seine Meßwerte linksbündig in das untere Wort der Speicherstelle. Um einen verwendbaren Wert zu bekommen, der insbesondere auch für weitere Operationen zu einer Gleitkommagröße umgewandelt werden kann, müssen die Meßwerte, wie in Abbildung 3.8 dargestellt, rechtsbündig in das untere Wort geschoben und das Vorzeichen auf den Rest der Variablen expandiert werden.

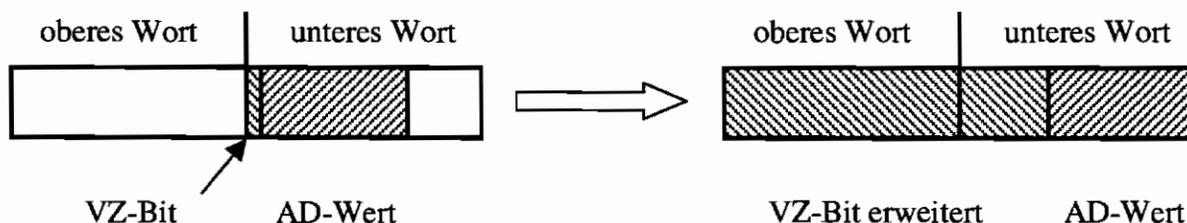


Abbildung 3.8: Einlesen der Digitalwerte vom AD-Wandler

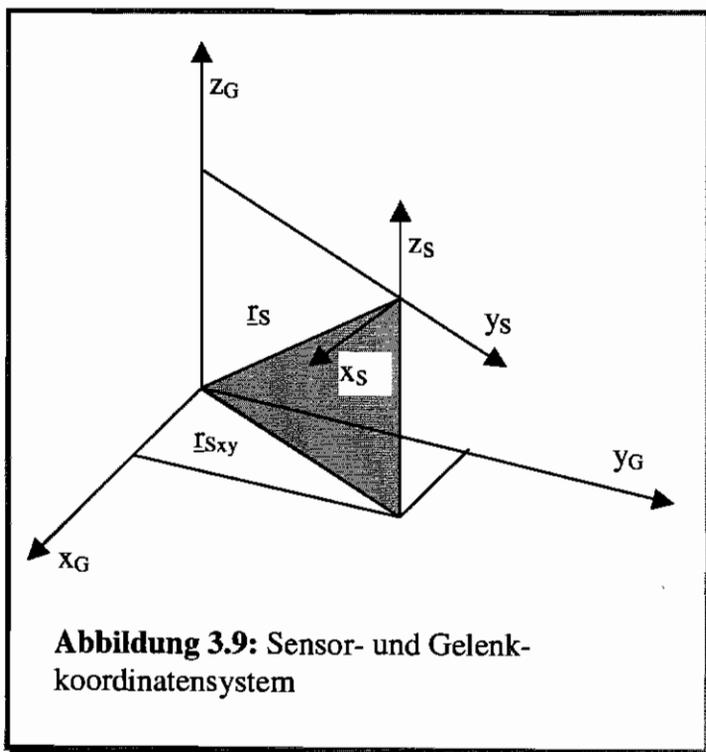
3.2 Verwendung der Meßwerte

Die Meßwerte des Sensors geben die kartesischen Beschleunigungen in Sensorkoordinaten an. Für die Gelenkregelungen müssen die Größen aber in Gelenkkoordinaten vorliegen. Um den Koordinatenwechsel durchzuführen, wird eine Transformation benötigt. Diese ist für den allgemeinen, mehrachsigen Fall sehr aufwendig, da im Prinzip eine inverse Kinematik des Roboters unter Berücksichtigung der Meßorte berechnet werden muß. Die Implementierung der Transformationen sind Gegenstand einer weiteren Diplomarbeit.

Für den Sonderfall der ersten Achse kann aber ausgenutzt werden, daß sich das Bezugssystem für die Bewegung der Achse in Ruhe befindet. Damit lassen sich die Umrechnungen bei geschickter Sensoranbringung vereinfachen.

3.2.1 Berechnung der Winkelbeschleunigung

Die naheliegendste Anwendung für den Sensor ist die Ermittlung der Armbeschleunigung. Dazu wird ein Sensorkoordinatensystem S angenommen, das die Verschiebung \underline{r}_S gegenüber dem Gelenkkoordinatensystem G besitzt.



Wird der Sensor so montiert, daß der Vektor einer Messrichtung, beispielsweise der x_S -Vektor, in einer Ebene parallel zur $x_G y_G$ -Ebene des Gelenkes liegt, orthogonal zu r_{Sxy} und in positivem Drehsinn bezüglich der Achse z_G ausgerichtet ist, dann berechnet sich die Armbeschleunigung um die z -Achse in Gelenkkoordinaten zu

$$\ddot{q}_z = \frac{a_{Sx}}{|r_{Sxy}|} \quad (3.15)$$

mit $|r_{Sxy}|$ als Projektion des Verschiebungsvektors \underline{r}_S auf die $x_G y_G$ -Ebene und a_{Sx} , der gemessenen Beschleunigung in Richtung von x_S .

Die Beziehung gilt jedoch nur, wenn sich das Gelenkkoordinatensystem in Ruhe befindet. Diese Bedingung ist bei der ersten Achse immer erfüllt. Aus Gleichung 3.15 wird außerdem deutlich, daß der Sensor für hohe Bahnbeschleunigungen mit einem großen Abstand $|r_{Sxy}|$ von der Drehachse montiert werden sollte, da $|r_{Sxy}|$ das Verhältnis von der messbaren Bahnbeschleunigung zur vorhandenen Achsbeschleunigung vorgibt. Für eine gute Ausnutzung des Sensormeßbereichs ist damit eine geeignete Wahl von $|r_{Sxy}|$ wichtig.

3.2.2 Berechnung der Winkelgeschwindigkeit

Eine weitere Möglichkeit zur Nutzung des Sensors ist die Ermittlung der Winkelgeschwindigkeit des Roboterarmes. Die Berechnung ist für den allgemeinen Fall wiederum sehr aufwendig; für die erste Achse aber relativ einfach. Wird der Sensor so montiert, daß der Vektor einer Messrichtung, beispielsweise der y_S -Vektor, orthogonal zur z-Achse des Gelenkes ist und radial von dieser weg zeigt, kann die Winkelgeschwindigkeit des Armes über die Zentripetalbeschleunigung zu

$$\dot{q}_z = \pm \sqrt{\frac{a_{Sy}}{|r_{Sxy}|}} \quad (3.16)$$

berechnet werden. Hier werden sofort zwei Nachteile dieser Methode deutlich:

- 1) Das Vorzeichen der Winkelgeschwindigkeit geht verloren, da die Zentripetalbeschleunigung unabhängig von der Drehrichtung ist.
- 2) Die Zentripetalbeschleunigung hängt vom Quadrat der Winkelgeschwindigkeit ab. Das bedeutet, daß bei kleinen Geschwindigkeiten, wie sie insbesondere beim Einschwingen des Armes auftreten, noch viel kleinere Beschleunigungen auf den Sensor wirken. Diese können nicht mehr genau genug aufgelöst werden.

Aufgrund der relativ großen, durch die Signalverarbeitung bedingten Störungen auf dem gemessenen Beschleunigungssignal ist es mit dieser Methode nicht möglich, die Geschwindigkeit in ausreichender Genauigkeit zu bestimmen. Deshalb wurde auf diese Anwendung verzichtet.

3.2.3 Berechnung des Gelenkwinkels

Aufgrund seines Aufbaus ist der Sensor auch in der Lage die Erdbeschleunigung g zu erfassen.

Angenommen wird das Weltkoordinatensystem W , dessen z-Achse entgegen der Richtung des Schwerfeldes orientiert ist. Die räumlichen Anordnungen des Gelenkkoordinatensystems G und des Sensorkoordinatensystems S sind durch die homogenen Transformationsmatrizen ${}^W T_G$ und ${}^G T_S$ gegeben. Die z-Achse von G sei die Rotationsachse des Gelenkes, dessen Gelenkwinkel mit q bezeichnet wird.

Die daraus entstehende Anordnung der Koordinatensysteme zeigt Abbildung 3.10.

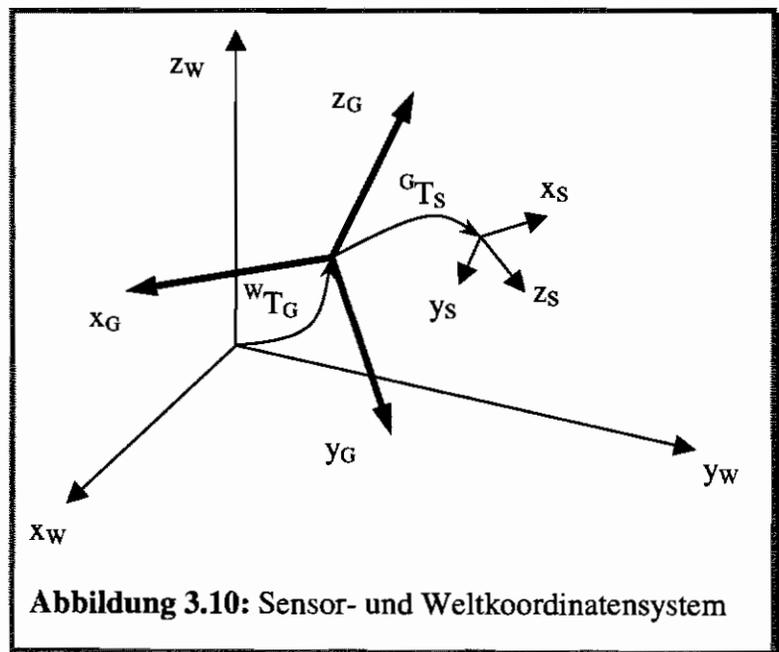


Abbildung 3.10: Sensor- und Weltkoordinatensystem

Da g unabhängig vom Ort ist, ist für die Erdbeschleunigung in Sensorkoordinaten nur die Verdrehung von S gegenüber W interessant. Diese wird durch die Rotationsmatrizen WR_G und GR_S beschrieben. Bei konstanter GR_S Matrix gilt:

$${}^WR_S(q) = {}^WR_G(q) {}^GR_S \quad (3.17)$$

Damit ergibt sich der Schwerfeldvektor in Sensorkoordinaten entsprechend (3.18).

$$\begin{aligned} {}_S\underline{g} &= {}^WR_S^{-1}(q) {}_W\underline{g} \\ &= {}^GR_S^{-1} {}^WR_G^{-1}(q) {}_W\underline{g} \\ &= {}^GR_S^{-1} {}^WR_G^{-1}(q) (0 \ 0 \ -1)^T \end{aligned} \quad (3.18)$$

Der Vektor ${}_S\underline{g}$ ist von q unabhängig, wenn die 3. Spalte der Inversen der Rotationsmatrix WR_G unabhängig von q ist. Das ist der Fall, wenn z_G entweder parallel oder antiparallel zu z_W ist. Für Gelenke, deren Drehachse nicht mit der Richtung des Schwerfeldvektors der Erde übereinstimmt, ist es damit prinzipiell möglich, den Gelenkwinkel durch Messung der Erdbeschleunigung zu bestimmen. Diese Möglichkeit wird in [Ald96] verwendet, um Fehlertoleranz bezüglich eines Ausfalls von Positionssensoren zu erhalten. Da bei der ersten Achse aber im normalen Anwendungsfall des am Boden montierten Roboters Drehachse und Schwerfeldvektor übereinstimmen, kann diese Methode in der Arbeit nicht angewendet werden.

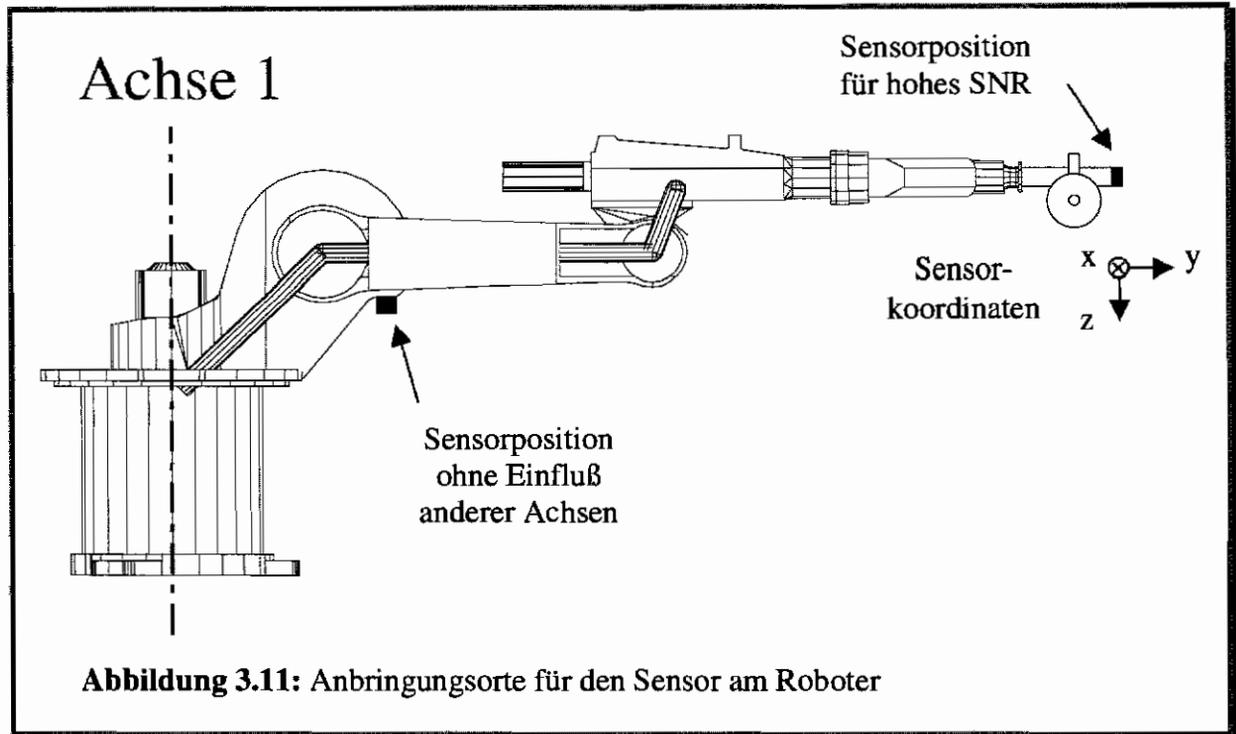
3.2.4 Zusammenfassung

Bei der Verwendung von Beschleunigungssensoren tritt prinzipiell das Problem auf, daß der Sensor immer die Summe der auf ihn wirkenden Beschleunigungen erfaßt. Damit entsteht für die Umrechnung in Gelenkkoordinaten das Problem, daß vom Messwert richtig auf die wirksamen Beschleunigungen wie Zentripetalbeschleunigung, Erdbeschleunigung usw. zurückgerechnet werden muß. Dafür sind in der Regel zusätzliche Messungen notwendig.

Das größte Problem bei der Anwendung des Beschleunigungssensors ist momentan das Einlesen der Sensorwerte in den Roboter. Aufgrund der gewählten Methode treten Störungen auf, welche weit über dem eigentlichen Sensorrauschen liegen und mit den realisierbaren Filtern nicht beseitigt werden können.

Dieses Problem könnte durch eine andere Signalverarbeitung behoben werden. Optimal wären Zähler, welche das Verhältnis von Pulsdauer zu Periodendauer des PWM-Signals digital erfassen und über DMA (Direct Memory Access) in den Speicher des Roboters schreiben. Solche Möglichkeiten waren zum Zeitpunkt der Arbeit aber noch nicht verfügbar.

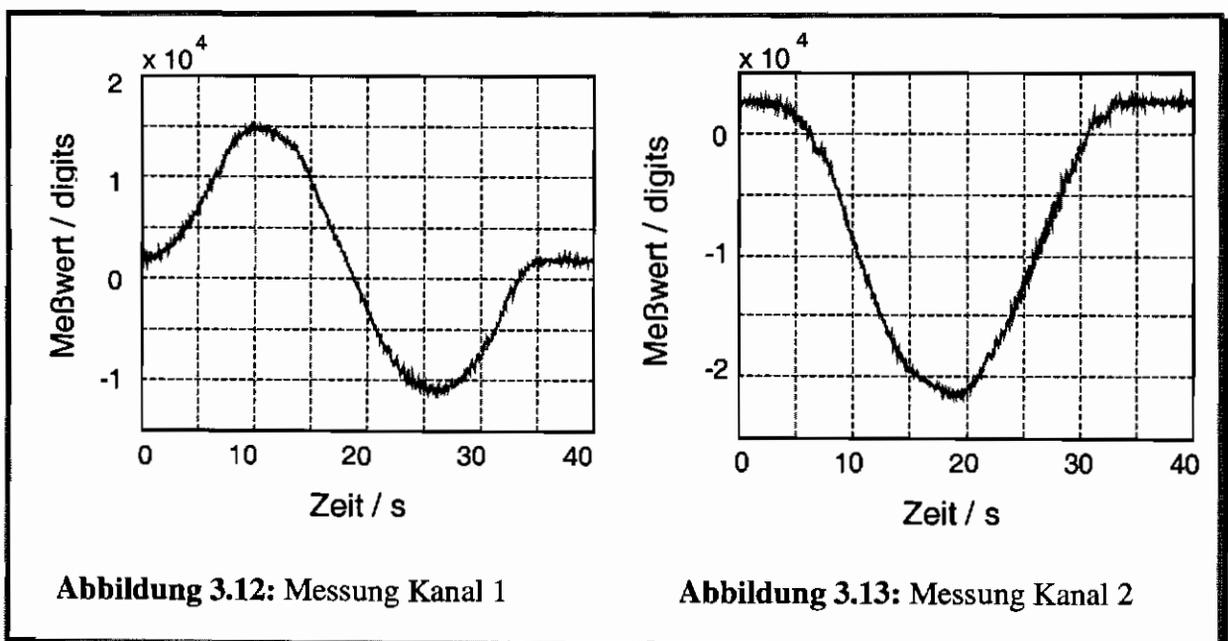
Aufgrund des vorhandenen Rauschens auf dem Meßsignal wurde nur die Berechnung der Gelenkbeschleunigungen realisiert. Für ein hohes SNR (Signal to Noise Ratio) mußte jedoch der Abstand des Sensors von der Drehachse sehr groß gewählt werden. Deshalb wurde der Sensor nicht am Karussell des Roboters befestigt, sondern am Werkzeug. Dies ist möglich, weil nur Versuche an der ersten Achse durchgeführt wurden, in denen die Achsen zwei bis sechs nicht bewegt werden.



Dieser Meßort hat dafür den Nachteil, daß kleine Bewegungen anderer Achsen, welche durch die Elastizitäten ihrer Gelenke entstehen können, das Meßergebnis verfälschen.

3.3 Sensorkalibrierung

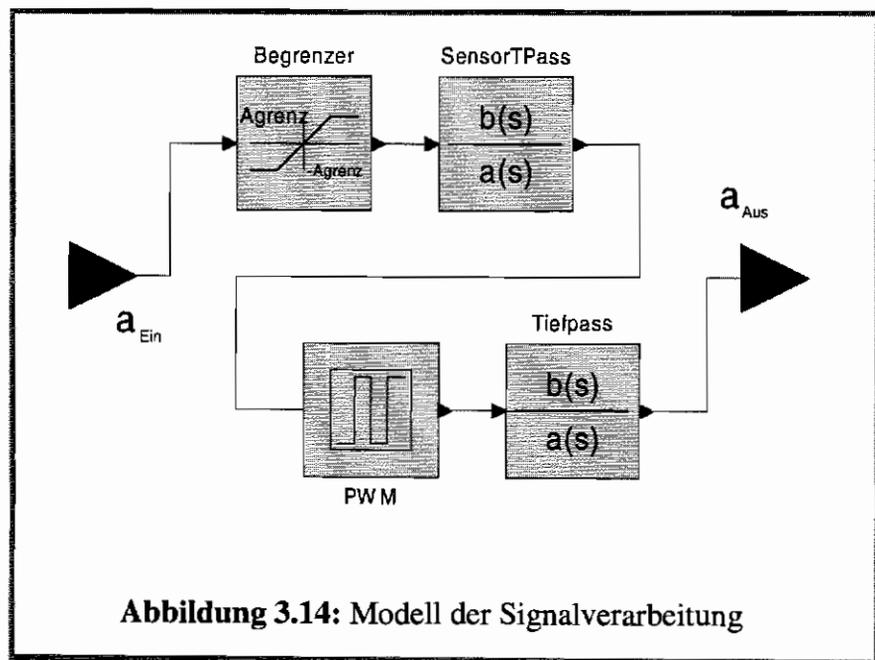
Zur Kalibrierung des Sensors wurde die Erdbeschleunigung verwendet. Durch eine sehr langsame Rotation der senkrecht zum Erdschwerefeld ausgerichteten sechsten Achse des Roboters um 360 Grad werden auf den beiden Kanälen des Sensors die in Abbildung 3.12 und Abbildung 3.13 dargestellten Erdbeschleunigungsverläufe gemessen.



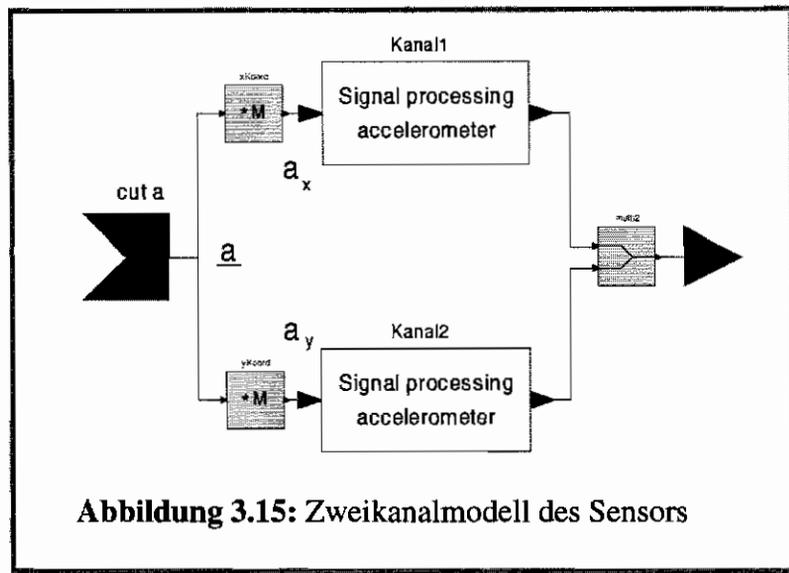
Da die Amplitude des gemessenen Signals ein g sein muß, lassen sich mit dieser Messung der Skalierungsfaktor für die Umrechnung des gemessenen Signals in m/s^2 und der Sensoroffset bestimmen. Dazu muß das Meßsignal aber zuerst durch Filterung vom Sensorrauschen befreit werden.

3.4 Modellierung des Sensors in Dymola

Um den Roboter mit montiertem Beschleunigungssensor simulieren zu können, wurden mehrere Modelle des Sensors mit dem Modellierungs- und Simulationssystem Dymola [Dym] programmiert. Um auch die Effekte zu berücksichtigen, die durch die PWM und die Abtastung entstehen, mußte die Signalverarbeitung vom Meßwert bis zum AD-Wandler modelliert werden. Dabei wurden Beschränkungen durch Verlassen des zulässigen Sensormeßbereiches und die sensorinterne Tiefpassfilterung zur Unterdrückung von Sensorrauschen berücksichtigt. Die Tiefpassfilter sind als Butterworthfilter zweiter Ordnung ausgelegt. Der Sensortiefpaß und der analoge Glättungstiefpaß haben eine, durch die Beschaltung vorgegebene, Eckfrequenz von 200 Hz.

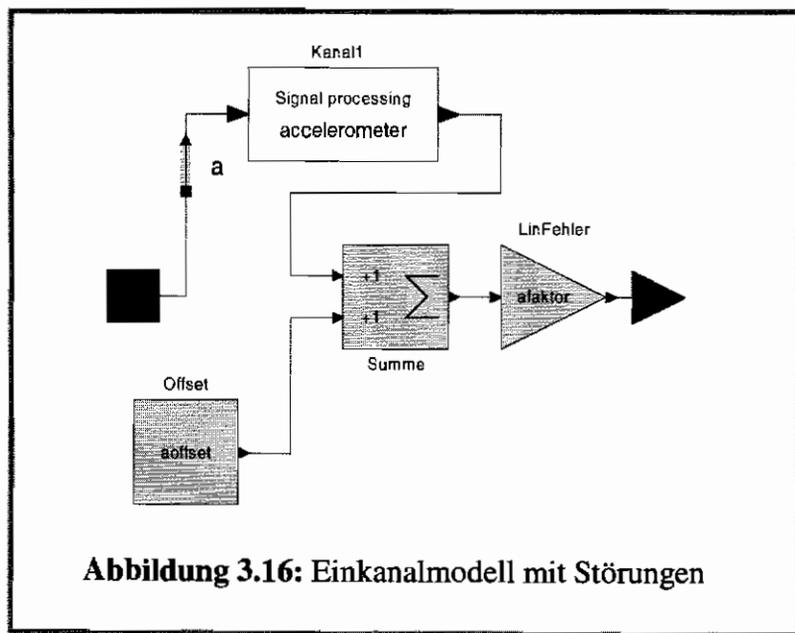


Damit konnte das Modell des ideal arbeitenden Sensors mit zwei orthogonalen Kanälen programmiert werden, welches noch keine Meßstörungen wie Offset, Linearitätsfehler und Rauschen berücksichtigt. Dieses ist in Abbildung 3.15 dargestellt.

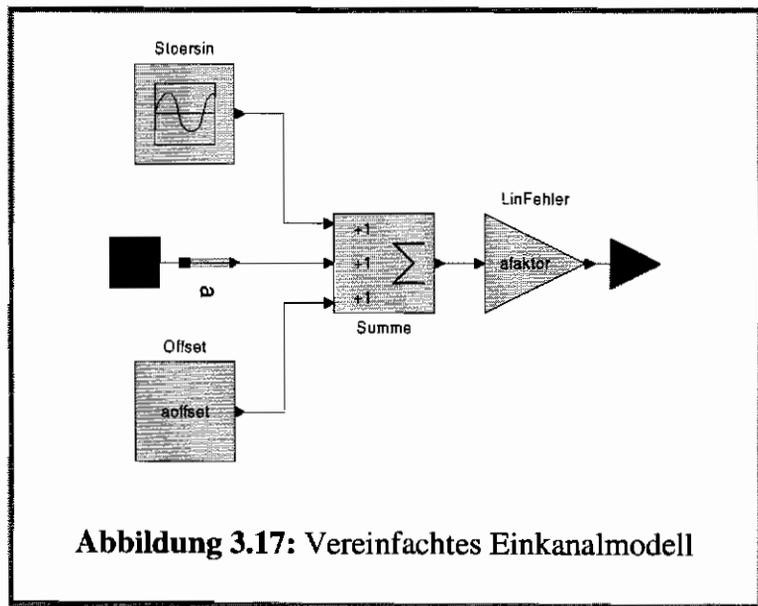


Das Symbol mit dem Namen „cut a“ ist der sechsdimensionale Flansch einer idealen mechanischen Verbindung, mit welcher der Sensor am Roboter befestigt ist. Durch die anschließenden Matrizenmultiplikationen werden aus dem Vektor \underline{a} die Beschleunigungsanteile a_x und a_y in den Meßrichtungen ermittelt.

Zur Untersuchung des Einflusses von Meßstörungen wurde ein eindimensionaler Sensor modelliert, welcher mit einem Offset und einem Linearitätsfehler beschaltet werden kann.



Simulationen, bei denen die komplette Signalverarbeitung des Sensors mitberechnet wird, werden durch die PWM mit hoher Frequenz relativ langsam, da sehr viele Schaltvorgänge berücksichtigt werden müssen. Damit sind für den Integrierer des Simulationstools nur noch kleine Schrittweiten möglich. Deshalb soll das Modell noch etwas vereinfacht werden. Die wesentlichen Auswirkungen der PWM sind, wie bereits gezeigt, eingespiegelte Störfrequenzen. Um schnellere Simulationen zu ermöglichen, was insbesondere bei einer Optimierung im Zeitbereich wichtig ist, kann die Signalverarbeitung im Sensor weggelassen werden, wenn statt dessen als Näherung das dominierende, eingespiegelte Sinussignal aufgeschaltet wird. Damit entsteht für den Sensor das folgende Modell.



Kapitel 4

Modell der ersten Achse

In diesem Kapitel wird, ausgehend von der vollständigen Roboterdynamik, ein linearisiertes Modell der ersten Achse hergeleitet. Anschließend findet eine Untersuchung seiner grundlegenden Eigenschaften statt.

4.1 Gleichungen der ersten Achse

Aus dem kompletten Robotermodell entsprechend Gleichung 2.1 läßt sich die Gleichung für das erste Glied als

$$\underline{I}_{11}^T \underline{\ddot{q}}_A + \underline{I}_{21}^T \underline{\ddot{q}}_M + \underline{V}_1^T \begin{pmatrix} \dot{q}_A \\ \dot{q}_M \end{pmatrix} + G_{11} + R_{A1} + K_1(q_{A1} - q_{M1}) + D_1(\dot{q}_{A1} - \dot{q}_{M1}) = M_{Extern1} \quad (4.1)$$

und die Gleichung für den Motor der ersten Achse als

$$J_{M1} \ddot{q}_{M1} + \underline{V}_{1+N}^T \begin{pmatrix} \dot{q}_A \\ \dot{q}_M \end{pmatrix} + R_{M1} - K_1(q_{A1} - q_{M1}) - D_1(\dot{q}_{A1} - \dot{q}_{M1}) = M_{Antrieb1} \quad (4.2)$$

herausschreiben. Beim verwendeten Roboter rotiert das erste Glied in einer horizontalen Ebene. Aus diesem Grund kann es kein durch die Schwerkraft verursachtes Moment auf den Antriebsstrang dieses Gliedes geben. Es gilt damit:

$$G_{11} = 0 \quad (4.3)$$

Der Motor der ersten Achse wird nicht wie die Motoren der höheren Achsen im Raum bewegt, sondern ist fest montiert. Deshalb erfährt er weder eine Zentripetalkraft, noch eine Corioliskraft. Damit ist:

$$\underline{V}_{1+N} = \underline{0} \quad (4.4)$$

Um zu einer übersichtlicheren Darstellung zu gelangen, werden die Kopplungen der restlichen Glieder und Motoren mit dem ersten Glied durch

$$M_{AK\ 1} = \underline{I}_{1\ 1}^T \underline{\ddot{q}}_A - I_{1\ 11} \ddot{q}_{A\ 1} + \underline{I}_{2\ 1}^T \underline{\ddot{q}}_M + \underline{V}_1 \begin{pmatrix} \dot{q}_A \\ \dot{q}_M \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

zu einem Moment zusammengefaßt und zusammen mit dem, durch externe Kräfte auf die Achse eins, erzeugten Moment $M_{Extern\ 1}$ als Störmoment

$$M_{Stör\ 1} = M_{Extern\ 1} - M_{AK\ 1} \quad (4.6)$$

für die erste Achse aufgefaßt. Mit den neuen Gleichungen 4.5 und 4.6 läßt sich Gleichung 4.1 umschreiben zu

$$I_{1\ 11} \ddot{q}_{A\ 1} + R_{A\ 1} + K_1(q_{A\ 1} - q_{M\ 1}) + D_1(\dot{q}_{A\ 1} - \dot{q}_{M\ 1}) = M_{Stör\ 1} \quad (4.7)$$

und Gleichung 4.2 zu:

$$J_{M\ 1} \ddot{q}_{M\ 1} + R_{M\ 1} - K_1(q_{A\ 1} - q_{M\ 1}) - D_1(\dot{q}_{A\ 1} - \dot{q}_{M\ 1}) = M_{Antrieb\ 1} \quad (4.8)$$

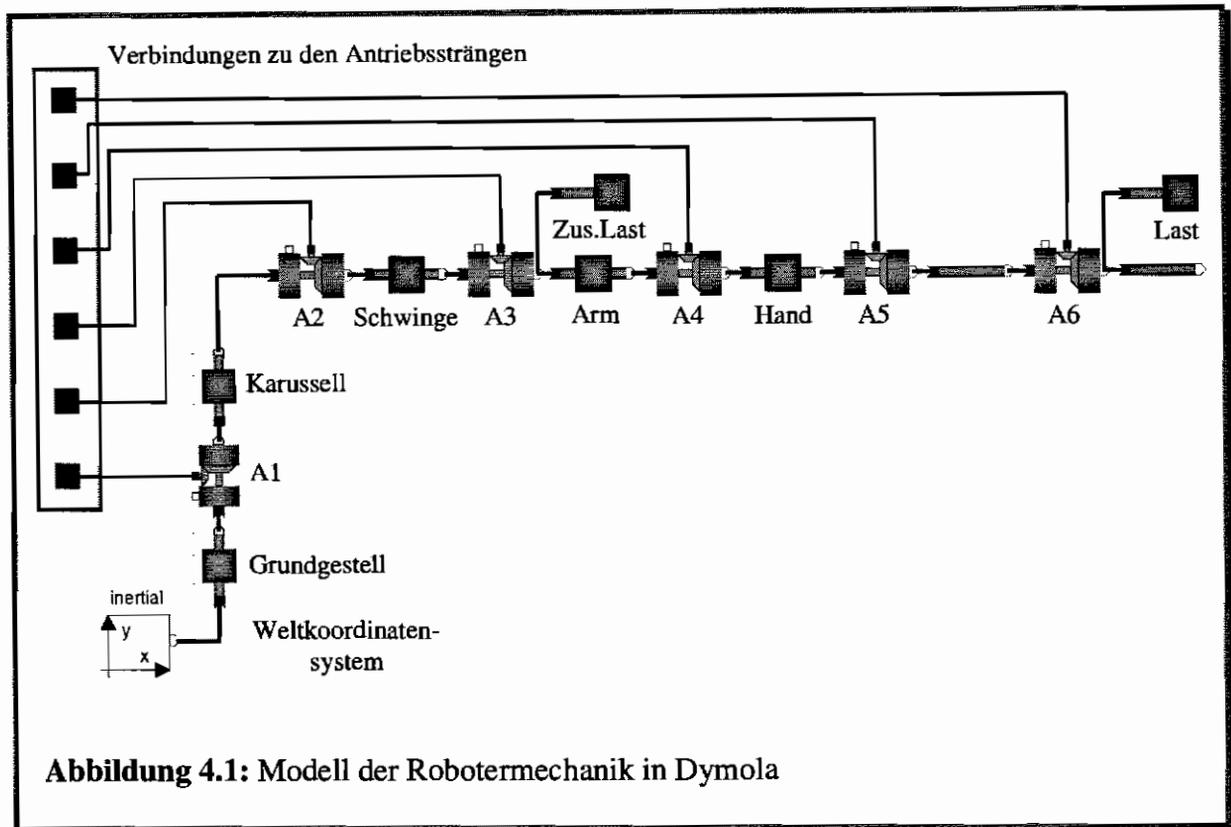
Die verwendeten Motoren sind nichtlineare Elemente. Sie werden von einer ebenfalls nichtlinearen Leistungselektronik angesteuert. Bei der hier verwendeten Kombination von Motor und Stromregler kann der Motor mit seinem Stromregelkreis, gemäß einer üblichen Vorgehensweise, in guter Näherung als Verzögerungsglied erster Ordnung modelliert werden. Wird dieses mit in die Strecke einbezogen, erweitert sich das Gleichungssystem noch um die Gleichung für das vom Motor erzeugte Moment:

$$T_{Antrieb\ 1} \dot{M}_{Antrieb\ 1} = -M_{Antrieb\ 1} + M_{Stell\ 1} \quad (4.9)$$

Die Steuergröße ist jetzt das Sollmoment $M_{Stell\ 1}$, welches vom digitalen Regler an den Stromrichter des Motors kommandiert wird.

4.2 Identifiziertes Modell

Die Mechanik des gesamten Roboterarmes wurde beim DLR bereits mit Dymola modelliert. Das Modell mit den symbolischen Darstellungen der Glieder, Massen und Gelenke ist in Abbildung 4.1 dargestellt.



Die vorliegenden Parameter der ersten Achse sind mit Hilfe des obigen Robotermodells und des in Dymola modellierten Antriebsstranges bei geschlossenem Regelkreis identifiziert worden.

Für eine gute Übereinstimmung mit der Realität wurden die folgenden Effekte berücksichtigt:

- Getriebeelastizität mit einer leicht nichtlinearen Federkennlinie und linearer Dämpfung
- nichtlineare, antriebsseitige Lagerreibung mit Haft- und Gleitanteil
- Getriebereibung in Form eines vom Leistungsfluß abhängigen Getriebewirkungsgrades

Mit der verwendeten Identifikationsmethode kann lediglich die Reibung des gesamten Antriebsstranges identifiziert werden. Eine Aufspaltung in antriebs- und abtriebsseitige Reibung ist nur schwer möglich. Da aufgrund der hohen Getriebeuntersetzung der dominierende Anteil der Reibung antriebsseitig auftritt, wurden alle Reibeffekte auf die Motorseite übertragen. Lose konnte bei den Messungen nicht festgestellt werden.

Dieses Modell wurde auch im weiteren bei der Untersuchung der Reglerstrukturen durch Simulationen verwendet und gibt das Verhalten des geregelten Roboters gut wieder.

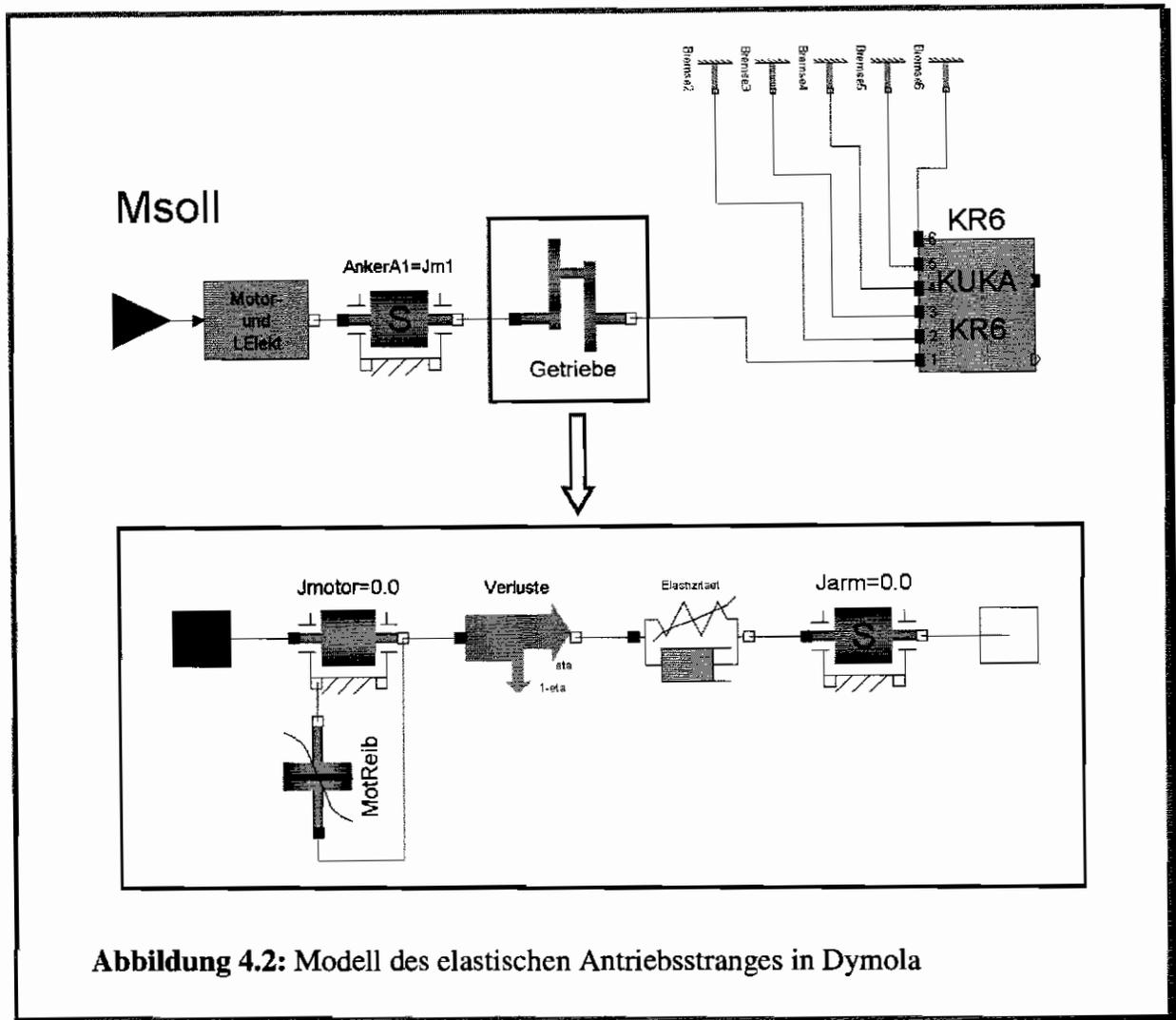


Abbildung 4.2: Modell des elastischen Antriebsstranges in Dymola

Da in der Arbeit nur Bewegungen der ersten Achse untersucht werden, müssen die Antriebsstränge der Achsen zwei bis sechs nicht modelliert werden. Ihre Gelenkwinkel werden durch die Bremsen auf dem Anfangszustand gehalten. Um ein in sich geschlossenes Modell des Getriebes zu erhalten, muß es auch über eine antriebs- und abtriebsseitige Masse verfügen. Da die Massen aber in Wirklichkeit nicht im Getriebe liegen, werden im Getriebe nur Ersatzmassen mit verschwindender Trägheit verwendet. Die tatsächlichen Massen werden von außen an das Getriebe angeschlossen.

4.3 Lineares Modell

Da das identifizierte Modell für prinzipielle Überlegungen zur Reglerauslegung noch zu aufwendig ist, wurde ein lineares Modell zugrunde gelegt, welches für klassische Reglerentwurfverfahren besser geeignet ist. Zur Unterscheidung vom allgemeinen Modell werden in den Indizes nur Kleinbuchstaben verwendet. Bei diesem Modell ist die Federkennlinie um die Ruhelage linearisiert. Die damit entstehende Federkonstante wird mit K bezeichnet, die Dämpfung des Getriebes mit D . Bei der Reibungskennlinie wurde die

sowieso nur schwach ausgeprägte Haftreibung vernachlässigt und eine lineare, der Gleitreibung entsprechende, Reibung verwendet, welche abtriebsseitig mit c_a und antriebsseitig mit c_m bezeichnet wird. Der Getriebewirkungsgrad ist im linearen Modell nicht enthalten, könnte aber teilweise durch Veränderung der Reibkoeffizienten berücksichtigt werden. Als Arm wird im weiteren die gesamte Robotermechanik nach der ersten Achse bezeichnet. Deren Ersatzträgheitsmoment ist J_a . Nach Durchführung der Linearisierung ergibt sich das Gleichungssystem für den Antriebsstrang der ersten Achse damit zu:

$$J_a \ddot{q}_a + c_a \dot{q}_a + K(q_a - q_m) + D(\dot{q}_a - \dot{q}_m) = M_{stör} \quad (4.10)$$

$$J_m \ddot{q}_m + c_m \dot{q}_m - K(q_a - q_m) - D(\dot{q}_a - \dot{q}_m) = M_{an} \quad (4.11)$$

$$T_{an} \dot{M}_{an} + M_{an} = M_{soll} \quad (4.12)$$

Eine Simulation des linearisierten Antriebsstranges im Regelkreis zeigt eine akzeptable Übereinstimmung mit dem identifizierten Modell.

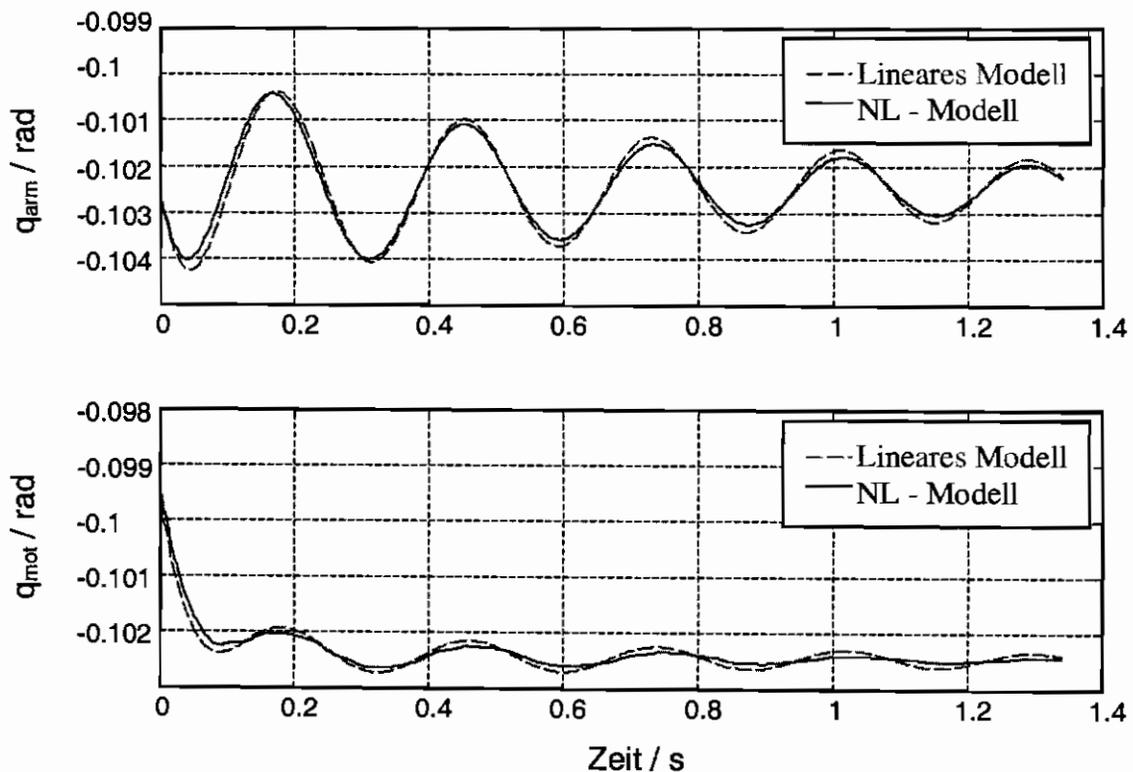


Abbildung 4.3: Vergleich des Einschwingverhaltens von linearem und nichtlinearem Modell für Arm- und Motorposition

Der wesentliche Unterschied ist das Verhalten auf der Motorseite an den Umkehrpunkten. Da im linearen Modell keine Haftreibungseffekte berücksichtigt werden, ist eine größere Schwingung zu erkennen.

4.3.1 Blockschaltbild

Mit den Gleichungen 4.10 bis 4.12 kann das folgende Blockschaltbild der linearen Strecke gezeichnet werden:

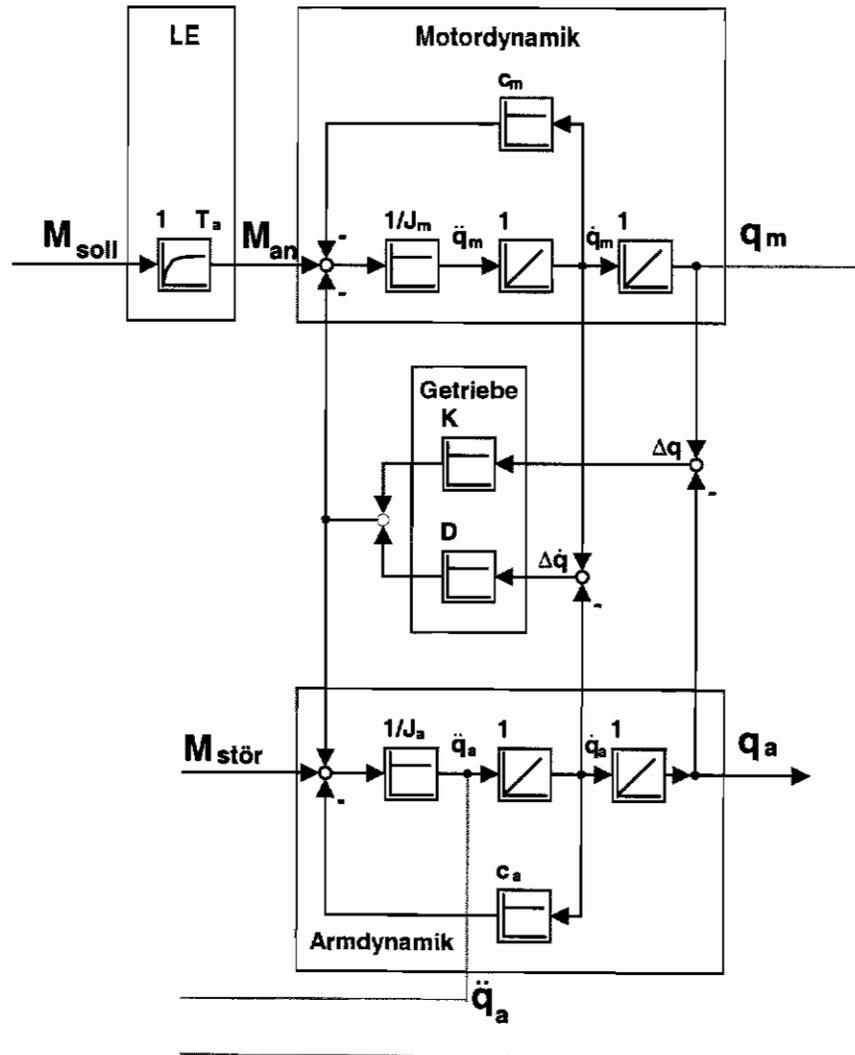


Abbildung 4.4: Blockschaltbild der Regelstrecke Achse I

Eingezeichnet sind außerdem die beiden Meßgrößen: die Motorposition q_m und die Armbeschleunigung \ddot{q}_a .

4.3.2 Zustandsdarstellung

Die Regelstrecke kann mit dem Zustandsvektor

$$\underline{x}_S = (q_a \quad \dot{q}_a \quad q_m \quad \dot{q}_m \quad M_{an})^T \quad (4.13)$$

der Eingangsgröße

$$u_S = M_{soll} \quad (4.14)$$

der Streckenstörung

$$z_S = M_{stör} \quad (4.15)$$

der Ausgangsgröße

$$y_S = q_a \quad (4.16)$$

und dem Meßvektor \underline{y}_M mit den Meßstörungen \underline{z}_M

$$\underline{y}_M = (q_m \quad \ddot{q}_a)^T + \underline{z}_M \quad (4.17)$$

in folgender Zustandsform angegeben werden:

$$\dot{\underline{x}}_S = A_S \underline{x}_S + B_S u_S + B_Z z_S \quad (4.18)$$

$$y_S = C_S \underline{x}_S \quad (4.19)$$

Der von der Ausgangsgröße verschiedene Meßvektor \underline{y}_M wird dann:

$$\underline{y}_M = C_M \underline{x}_S + C_Z z_S + \underline{z}_M \quad (4.20)$$

Bei der zugrundeliegenden Strecke ergibt sich damit

$$\dot{\underline{x}}_S = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{K}{J_a} & -\frac{D+c_a}{J_a} & \frac{K}{J_a} & \frac{D}{J_a} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{K}{J_m} & \frac{D}{J_m} & -\frac{K}{J_m} & -\frac{D+c_m}{J_m} & \frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{an}} \end{pmatrix} \underline{x}_S + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_{an}} \end{pmatrix} u_S + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_a} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} z_S \quad (4.21)$$

$$y_s = (1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0) \underline{x}_s \quad (4.22)$$

$$\underline{y}_M = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K}{J_a} & -\frac{D+c_a}{J_a} & \frac{K}{J_a} & \frac{D}{J_a} & 0 \end{pmatrix} \underline{x}_s + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_a} \end{pmatrix} z_s + \underline{z}_M \quad (4.23)$$

4.3.3 Steuerbarkeit

Ein in Zustandsvariablen gegebenes lineares System ist vollständig steuerbar, wenn der Rang der Steuerbarkeitsmatrix Q_s gleich der Systemordnung n ist. Dabei ist:

$$Q_s = (B, AB, \dots, A^{n-1}B) \quad (4.24)$$

Bei einem System mit einem Eingang entspricht dies der Bedingung:

$$\det(Q_s) \neq 0 \quad (4.25)$$

Die Auswertung der Determinate der Steuerbarkeitsmatrix ergibt für das hier verwendete System:

$$\det(Q_s) = \frac{K(KJ_a - Dc_a)}{T_{an}^5 J_m^4 J_a^3} \quad (4.26)$$

Die Strecke ist demnach dann nicht vollständig steuerbar, wenn entweder

$$T_{an} \rightarrow \infty \quad \text{oder} \quad J_m \rightarrow \infty \quad \text{oder} \quad J_a \rightarrow \infty \quad \text{oder} \quad K = 0 \\ \text{oder} \quad KJ_a = Dc_a$$

gilt. Von diesen Möglichkeiten ist nur

$$KJ_a = Dc_a \quad (4.27)$$

interessant, denn die anderen Bedingungen können bei einem realen System nicht auftreten. Da bei dem verwendeten Roboter aber die Getriebesteifigkeit wesentlich höher als die Getriebedämpfung ist und durch c_a beschriebene Armreibeffekte nur eine unwesentliche Rolle spielen, gilt

$$KJ_a \gg Dc_a. \quad (4.28)$$

Damit ist der Antriebsstrang vollständig steuerbar. Die obige Bedingung ist bei der üblichen Dimensionierung von Antriebssystemen immer erfüllt.

4.3.4 Beobachtbarkeit

Ein in Zustandsvariablen gegebenes lineares System ist vollständig beobachtbar, wenn der Rang der Beobachtbarkeitsmatrix Q_B gleich der Systemordnung n ist. Dabei ist:

$$Q_B = (C^T, A^T C^T, \dots, (A^T)^{n-1} C^T) \quad (4.29)$$

Für einen Ausgang entspricht dies der Bedingung:

$$\det(Q_B) \neq 0 \quad (4.30)$$

Betrachtet man zunächst als Messwert die Motorposition, dann ergibt sich:

$$\det(Q_B) = \frac{K(T_{an}^2(K^2 J_a - Dc_a K) + T_{an}(D^2 c_a + Dc_a^2 - DKJ_a - c_a KJ_a) + KJ_a^2 - c_a DJ_a)}{J_m^3 J_a^2 T_{an}^2} \quad (4.31)$$

Neben den trivialen Fällen gemäß Gleichung 4.32, in denen die Strecke nicht beobachtbar ist,

$$T_{an} \rightarrow \infty \quad J_m \rightarrow \infty \quad J_a \rightarrow \infty \quad K = 0 \quad (4.32)$$

entsteht auch noch eine etwas kompliziertere Bedingung. Mit den Parametern der hier betrachteten Strecke ist aber die Determinante deutlich von Null verschieden. Das System ist somit von der Motorposition aus vollständig beobachtbar.

Untersucht man dagegen die Beobachtbarkeit mit der Armbeschleunigung als Meßwert, dann erhält man unabhängig von den Modellparametern:

$$\det(Q_B) = 0 \quad (4.33)$$

Die Strecke ist damit unter Verwendung der Armbeschleunigung nicht beobachtbar. Dieses Ergebnis kann folgendermaßen erklärt werden: Die Beschleunigung des Armes ist wegen des elastischen Antriebs proportional zur Winkeldifferenz zwischen Motor und Arm und ebenfalls proportional zur Differenz der Winkelgeschwindigkeiten. Damit ist die Beschleunigung aber nur von den Differenzen zwischen Antrieb und Abtrieb abhängig und nicht von den absoluten Positionen von Motor und Arm. Damit ist es unmöglich, den Winkel zum Startzeitpunkt zu bestimmen.

Kapitel 5

Reglerbewertung und Optimierung

In diesem Kapitel werden die Roboterfahrten, anhand derer die Qualität des Reglers beurteilt wird, beschrieben und gezeigt, daß ein linearer Reglerentwurf für die Verbesserung des Einschwingverhaltens zulässig ist. Außerdem wird das im weiteren zur Optimierung der Reglerparameter verwendete Verfahren vorgestellt.

5.1 PTP-Fahrten am Roboter

Untersucht wurde das Verhalten des Roboters bei PTP (Punkt zu Punkt) Bewegungen. Bei diesen Fahrten soll der Gelenkwinkel ohne explizite Vorgabe einer Bahn von einem Anfangswert zu einem Endwert überführt werden. Die Bahn zwischen Anfangs- und Endpunkt wird durch die Bahnplanung anhand verschiedener Kriterien bestimmt. Im vorliegenden Fall berechnet die Bahnplanung eine, den Beschränkungen des Antriebsstranges wie Motordrehzahl und -moment genügende, zeitoptimale Bahn. Eine solche Bahn kann in vier Bereiche aufgeteilt werden: eine Beschleunigungsphase, in welcher der Roboter maximal schnell beschleunigt wird, eine Konstantfahrphase, in der sich der Roboter konstant mit maximaler Geschwindigkeit bewegt, eine Bremsphase, in während deren der Arm so stark wie möglich verzögert wird und eine Einschwingphase, in welcher die angeregten Schwingungen ausklingen.

Bahnen mit kleinen Winkeldifferenzen zwischen Start- und Zielpunkt unterscheiden sich etwas von dieser Einteilung, bei ihnen ist keine Konstantfahrphase vorhanden.

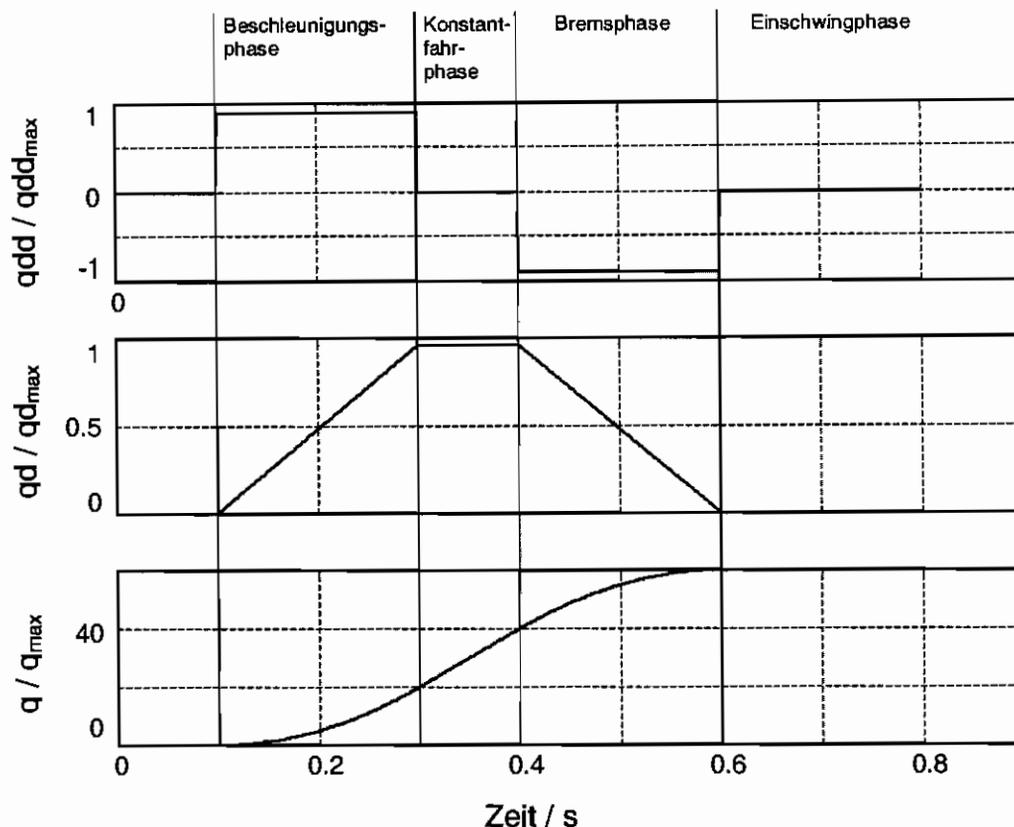


Abbildung 5.1: Beschleunigung, Geschwindigkeit und Winkel auf einer PTP-Sollbahn

5.2 Bewertung der Regler anhand von PTP-Fahrten

Um ein realitätsnahes Kriterium für die Qualität der Regelung zu erhalten, werden als Testbahnen verschiedene PTP-Bewegungen verwendet, bei denen nur die erste Achse bewegt wird. Jede dieser Bahnen wird im weiteren mit einer Nummer bezeichnet. Die Zuordnung der Winkeländerung zwischen Start- und Zielpunkt der Bahn zur Bahnnummer kann Tabelle 5.1 entnommen werden.

Tabelle 5.1: Gelenkwinkeländerungen bei den verwendeten PTP-Fahrten

Bahn	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Winkel (Grad)	0.174	0.349	0.872	1.745	3.490	8.725	17.45	34.90	120.0

In den Abbildungen der weiteren Arbeit werden jeweils beispielhaft die Fahrten zwei, vier, sechs und acht angegeben.

Bei dem zu regelnden Antriebsstrang handelt es sich um ein nichtlineares System, welches mit einem linearen Regler geregelt wird. Während der PTP-Fahrt wird das System außerhalb seiner Ruhelage, um welche die Linearisierung beim Reglerentwurf durchgeführt wurde, betrieben. Da keine, die nichtlinearen Effekte kompensierende Momentenvorsteuerung vorhanden ist, wirken sich die Nichtlinearitäten auf die Zustände des Systems aus. Deshalb ist beispielsweise der Inhalt des Integrators im Drehzahlregler aufgrund der Haftreibung nichtlinear abhängig von der vorausgegangen Bahn, auf der sich die Achse bewegt hat.

Durch die verschiedenen Bahnen werden, bedingt durch das nichtlineare Führungsverhalten der Strecke, unterschiedliche, typische Anfangsbedingungen der Systemzustände für das folgende Einschwingen bei konstanten Sollgrößen erzeugt. Das Verhalten der Strecke während des Einschwingvorganges läßt sich dagegen relativ gut mit einem linearen Modell beschreiben. Um dies zu zeigen wurde das Systemverhalten mit dem vollständigen, nichtlinearen Modell bis zu dem Punkt simuliert, an den sich die Führungsgrößen nicht mehr ändern. Hier wurden die Zustände der Strecke gespeichert und im Anschluß für eine Simulation mit dem linearisierten Modell und eine Simulation mit dem nichtlinearen Modell verwendet. Ein Vergleich der Ergebnisse ist in den Abbildungen 5.2 und 5.3 dargestellt.

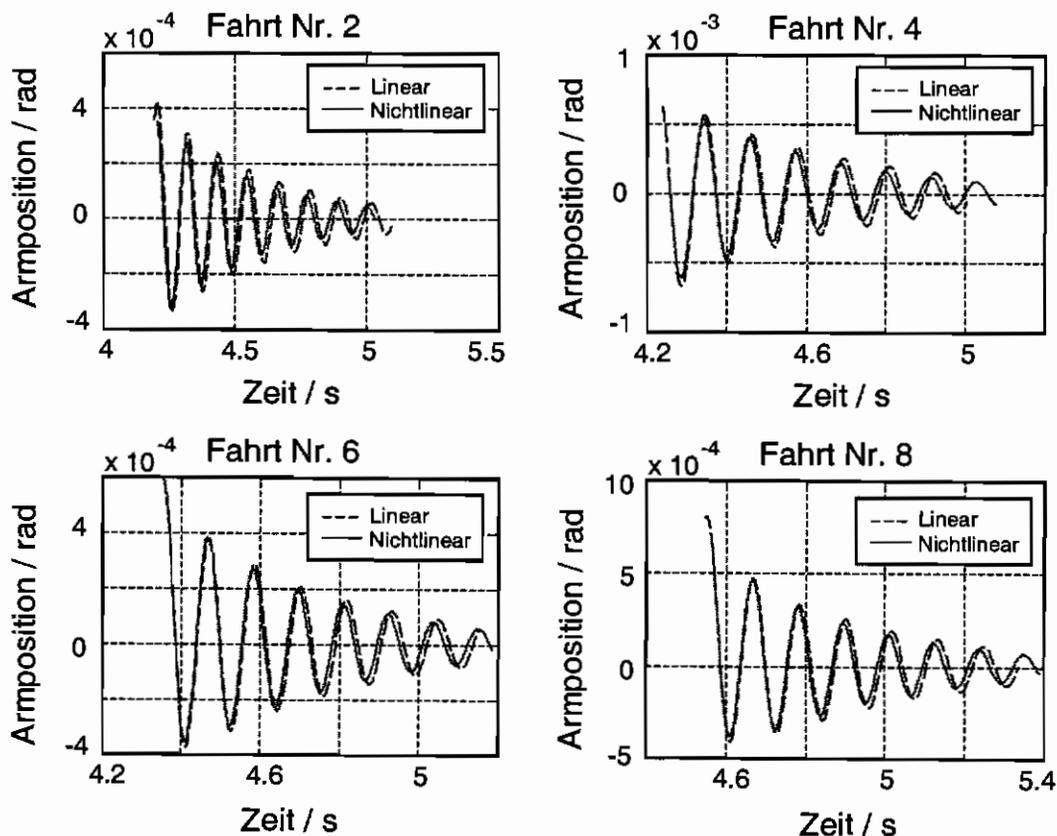


Abbildung 5.2: Vergleich des abtriebsseitigen Einschwingverhaltens mit linearem und nichtlinearem Modell

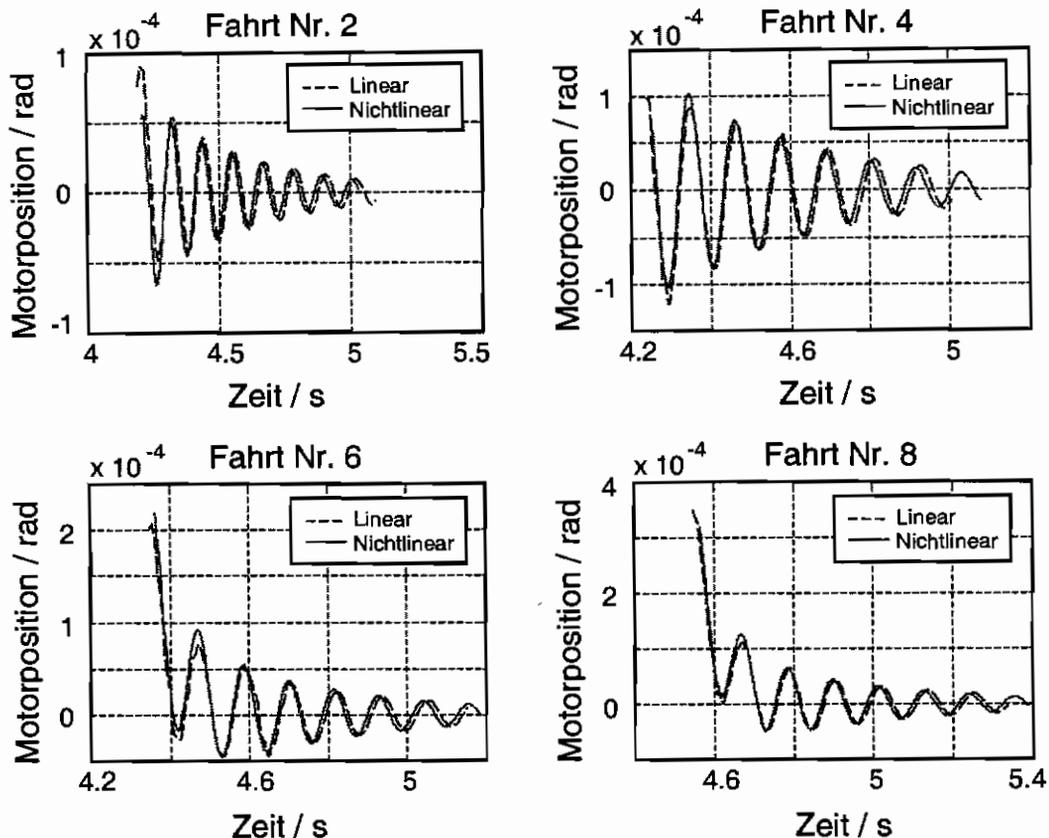


Abbildung 5.3: Vergleich des antriebsseitigen Einschwingverhaltens mit linearem und nichtlinearem Modell

An den Umkehrpunkten ist, bedingt durch die Haftreibung, ein kleiner Unterschied zwischen linearem und nichtlinearem Modell zu sehen. Die unterschiedliche Reibung führt außerdem zu einer leichten Verstimmung der Systemeigenfrequenz. Insgesamt erkennt man jedoch, daß das lineare Modell das Systemverhalten während des Einschwingvorganges gut annähert. Da es in der Arbeit hauptsächlich um die Verbesserung dieses Einschwingverhaltens geht, können die Regler im folgenden anhand des linearen Modells ausgelegt werden. Das Verhalten der nichtlinearen, geregelten Strecke während der Fahrt wird durch die Anfangsbedingungen berücksichtigt, welche sich aufgrund der unterschiedlichen PTP-Fahrten einstellen.

5.3 Reglerparameteroptimierung mit MOPS

Zur Einstellung der Reglerparameter wird in der Arbeit das folgende Verfahren verwendet:

- 1) Auswahl einer Reglerstruktur anhand von prinzipiellen Untersuchungen am linearen Modell
- 2) Festlegung sinnvoller Reglerparameter für das linearisierte Modell durch klassische Entwurfsverfahren wie z.B. Polfestlegung
- 3) Optimierung der Reglerparameter am nichtlinearen Modell oder am realen Roboter, ausgehend von den für das lineare Modell bestimmten Parametern

Zur Optimierung der Reglerparameter wird ein mehrzieliges Optimierungsverfahren (MOPS) [Grü97] verwendet, welches sowohl zur Optimierung in Simulationen, als auch für Hardware-in-the-Loop Optimierung eingesetzt werden kann. Weitere Informationen zum Optimierungsverfahren sind in [Joos93] zu finden. Die Funktionsweise der Optimierung ist in Abbildung 5.4 dargestellt.

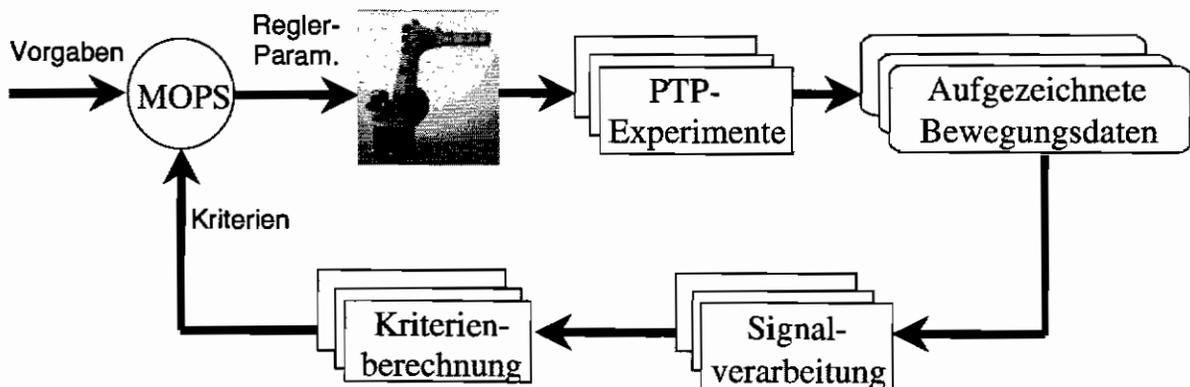


Abbildung 5.4: Mehrzielige Optimierung der Reglerparameter mit MOPS

Mit vorgegebenen Reglerparametern werden die in Kapitel 5.2 beschriebenen PTP-Experimente durchgeführt. Bei den Experimenten werden die interessierenden Bewegungsdaten, wie insbesondere Motorposition, Motorstrom, Armposition und Sollposition, aufgezeichnet. Nach der Bearbeitung dieser Daten können aussagekräftige Kriterien für die Güte des Reglers berechnet werden. Dazu bieten sich beispielsweise quadratische Regelflächen gemäß

$$E_{QR} = \int_{t_0}^{t_1} e^2(t) dt \quad (5.1)$$

für die Fehler im Führungs- und Einschwingverhalten oder ein ITAE (Integral Time multiplied Absolute Error) Kriterium gemäß

$$E_{ITAE} = \int_{t_0}^{t_1} t \cdot |e(t)| dt \quad (5.2)$$

für den Fehler beim Einschwingen an.

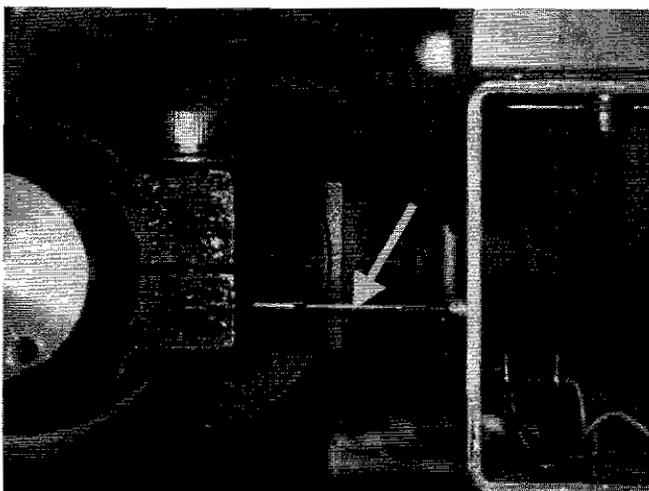
Es hat sich als günstig erwiesen pro Bahn ein Kriterium für das Führungsverhalten von der Beschleunigungs- bis zur Bremsphase und ein Kriterium für das Einschwingverhalten zu verwenden. Mit den neun PTP-Fahrten ergeben sich damit 18 Kriterien, die gleichzeitig minimiert werden müssen. Um den Optimierungsvorgang zu vereinfachen, werden die neun Kriterien des Führungsverhaltens und die neun Kriterien das Einschwingverhaltens zusammengefaßt. Damit entstehen zwei Kriterien, welche die Summe der Güte aller Fahrten beschreiben.

Die so gewählten Kriterien werden im Verlauf der Optimierung durch den Optimierungsalgorithmus entsprechend der eingestellten Vorgaben gemeinsam minimiert. In MOPS stehen dafür verschiedene Algorithmen zur Verfügung, darunter auch der in den meisten Optimierungen verwendete, nicht gradientenbasierte, Pattern-Search Algorithmus dessen Prinzip in [Hoo61] beschrieben ist.

5.4 Messung der abtriebsseitigen Position am Roboter

Da der Roboter nicht über abtriebsseitige Sensoren verfügt und damit die eigentlich interessierende Armposition nicht erfaßt wird, müssen zusätzliche externe Meßgeräte zur Bestimmung dieser Größe verwendet werden. In der Arbeit wurden zwei Meßverfahren eingesetzt:

- 1) Ein Linearpotentiometer



In Abbildung 5.5 ist rechts im Bild das Potentiometer zu sehen. Links von der mit dem Pfeil gekennzeichneten Meßstange und im Hintergrund ist die Roboterhand zu sehen.

Abbildung 5.5: Linearpotentiometer mit Roboterhand

2) Ein dreidimensionales Koordinatenmeßsystem

Bei dem dreidimensionalen Koordinatenmeßsystem CompuGauge von Dynalog [ComGa] wird die Position eines Punktes am Roboter in Weltkoordinaten über vier Fäden bestimmt. Wenn die Basis der Fäden relativ zum Roboter vermessen ist, dann können über die Fadenlänge die kartesischen Koordinaten des Punktes ermittelt werden. Dieses System hat einen großen Meßbereich, ist aber bedingt durch Schwingungen, welche sich auf den Fäden ausbilden können, bei dynamischen Messungen nicht so exakt wie das Potentiometer. Abbildung 5.6 zeigt die Meßbalken der CompuGauge, welche die Basis der vier Fäden bilden und den Roboter im Meßbereich des Systems.

Abbildung 5.7 zeigt den Aufnehmer für die Fäden an dem zu vermessenden Punkt. Der Aufnehmer ist hier an der Hantel, welche als Ersatz für ein reales Werkzeug dient, befestigt.

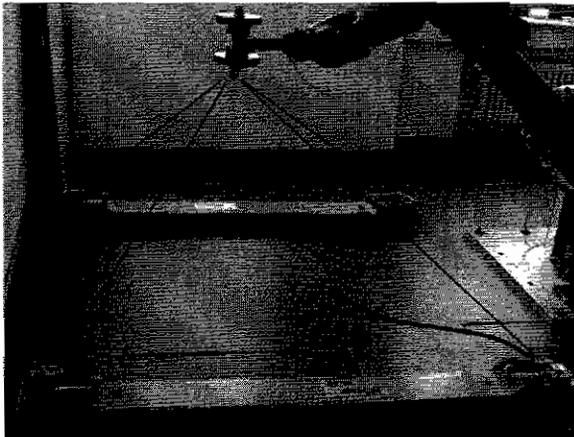


Abbildung 5.6: CompuGauge Meßbalken

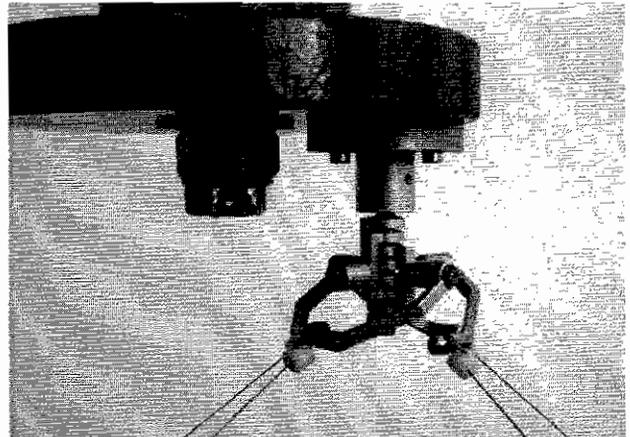


Abbildung 5.7: CompuGauge Meßaufnehmer

Für beide Meßsysteme gilt, daß die gemessenen Werte erst noch in Gelenkkordinaten umgerechnet werden müssen. Die dazu notwendige Transformation läßt sich für eine Achse aber leicht aufstellen.

6.5 Geschwindigkeitsschätzung mit direktem Parallelmodell

Die Voruntersuchungen hatten gezeigt, daß es für die Schwingungsdämpfung hauptsächlich auf die Rückführung der Armgeschwindigkeit ankommt. Eine Schätzung der Armgeschwindigkeit ist aus diesem Grund naheliegend.

6.5.1 Ansatz

Dazu wird hier ein direktes Parallelmodell der Strecke verwendet. Wie leicht erkennbar ist, wird zur Schätzung der Geschwindigkeit aus der Beschleunigung eine einfache Integration gemäß

$$\dot{q}_a(t) = \int_{\tau=0}^t \ddot{q}_a(\tau) d\tau + \dot{q}_a(t=0) \quad (6.15)$$

benötigt. Der Anfangswert kann dabei relativ einfach zu

$$\dot{q}_a(t=0) = 0 \quad (6.16)$$

bestimmt werden, da sich der Roboter beim Einschalten des Reglers stets in Ruhe befindet. Der nach Gleichung 6.15 berechnete Geschwindigkeitswert soll mit einer Verstärkung k_{DRA} auf das Sollmoment aufgeschaltet werden. Auch für die Armseite wird eine Vorsteuerung der Sollgeschwindigkeit eingesetzt. Damit lautet das Regelgesetz:

$$M_{soll} = (k_{LR}(w - q_m) + \dot{w} - \dot{q}_m) k_{DR} + \frac{k_{DR}}{T_i} \int (k_{LR}(w - q_m) + \dot{w} - \dot{q}_m) dt + k_{DRA}(\dot{w} - \dot{q}_a) \quad (6.17)$$

Die resultierende Struktur von Regler und Strecke zeigt das folgende Blockschaltbild.

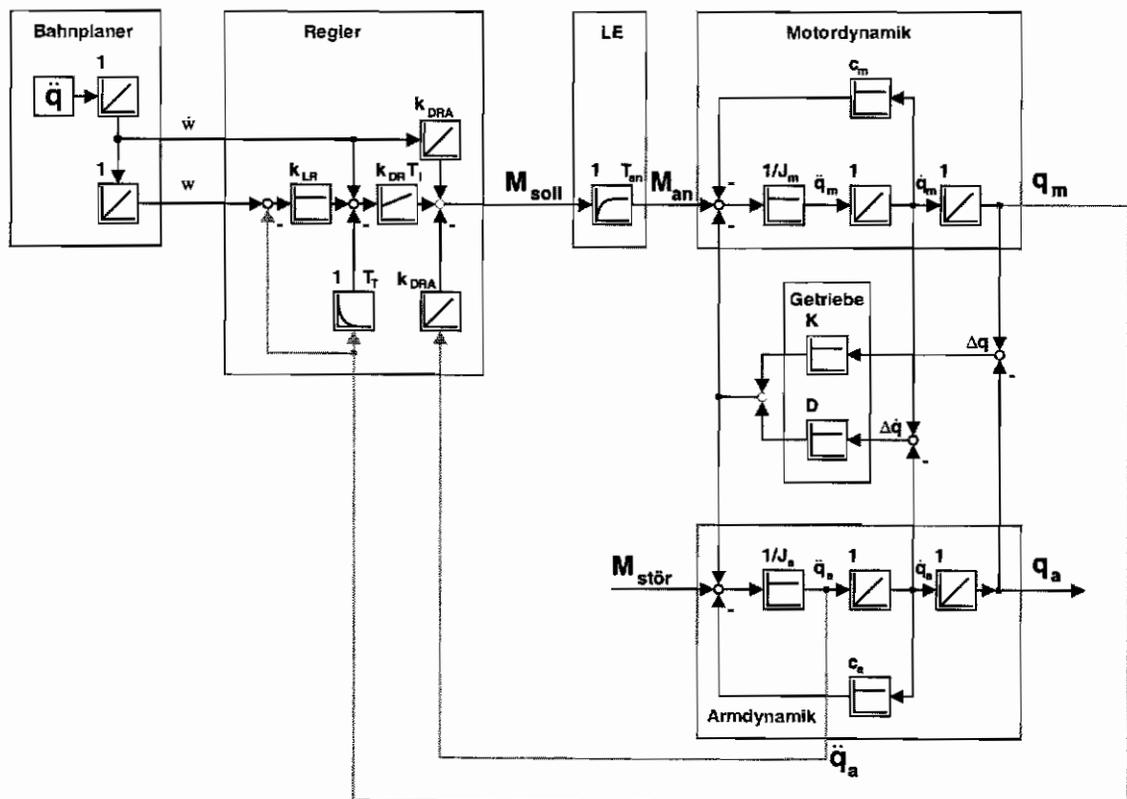


Abbildung 6.16: Blockschaubild mit I-Regler Erweiterung

6.5.2 Simulation des Einschwingens

Mit diesem Regler wurden mehrere Simulationen in Dymola durchgeführt. In einem ersten Schritt wurde, bei ansonsten unveränderten Reglerparametern, k_{DRA} so eingestellt, daß eine gute Dämpfung erreicht wird. Damit konnte das in Abbildung 6.17 dargestellte Einschwingverhalten erreicht werden.

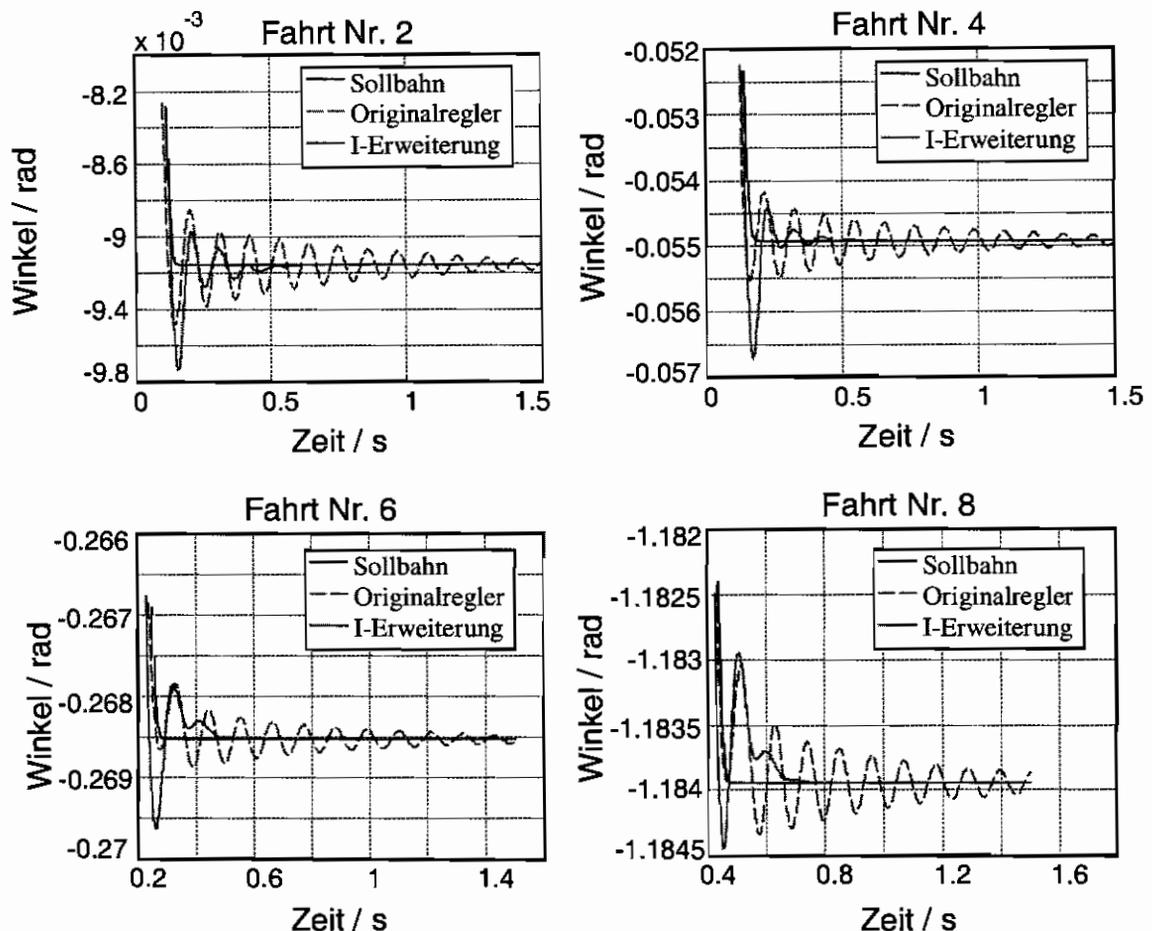


Abbildung 6.17: Einschwingverhalten mit I-Reglererweiterung, k_{DRA} optimiert

Die Ergebnisse lassen bereits eine deutlich höhere Dämpfung erkennen. Allerdings geht die stärkere Dämpfung der Armschwingungen mit einem größeren Überschwingen einher. Um zu untersuchen, inwieweit sich der Regler noch verbessern läßt, wurde nun, ausgehend von den Reglerparametern der letzten Simulationen, eine mehrzielige Optimierung benutzt, um den Regler zu optimieren. Als Optimierungskriterien dienten quadratische Fehlerflächen im Führungs- und im Einschwingbereich. Mit den dadurch gewonnenen Parametern entsteht ein Einschwingverhalten gemäß Abbildung 6.18.

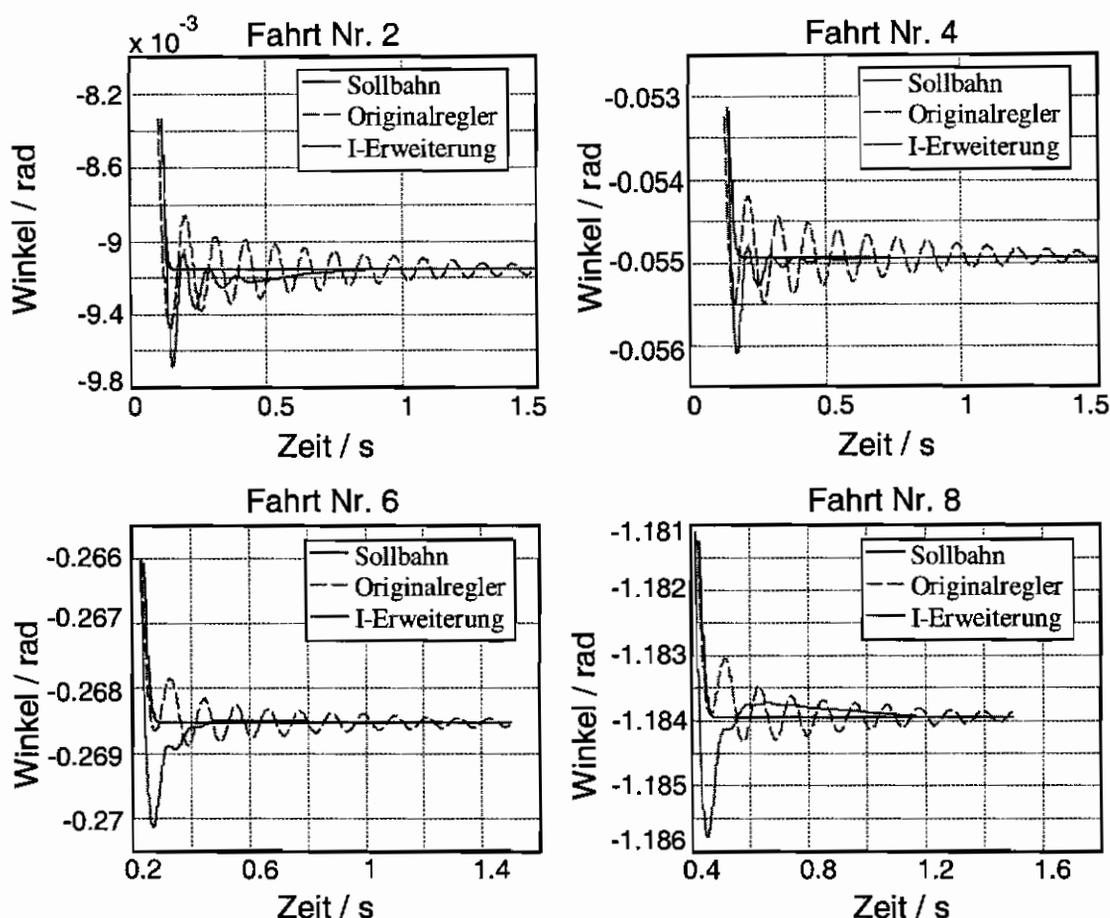
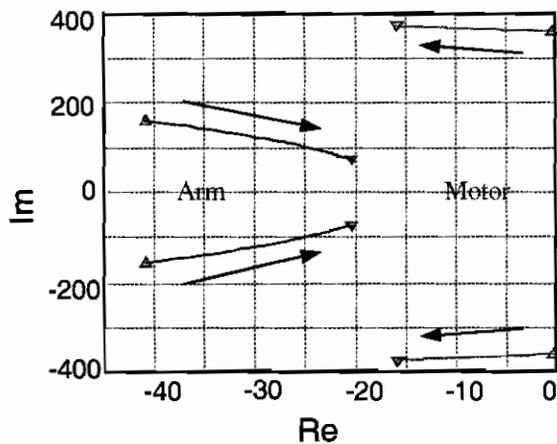


Abbildung 6.18: Einschwingverhalten mit I-Reglererweiterung, alle Parameter optimiert

Die optimierten Parameter besitzen vor allem eine wesentlich größere Integratorzeitkonstante und eine niedrigere Lagereglerverstärkung. Damit wurde sowohl der Fehler bei sich ändernder Führungsgröße, als auch der Fehler beim Einschwingen um etwa 30 Prozent reduziert. Das starke Überschwingen kann aber nur geringfügig vermindert werden. Dagegen bildet sich aufgrund der hohen Dämpfung teilweise ein kriechendes Verhalten aus. Das Ziel, durch eine höhere Dämpfung schneller zu positionieren, wird aber erreicht.

6.5.3 Robustheit

Nun stellt sich die Frage, ob die Reglerstruktur mit den optimierten Parametern noch im gesamten Arbeitsbereich stabil ist und welche Eigenschaften sie bei sich änderndem Armträgheitsmoment J_a hat.



Aus den Bahnen der Pole als Funktion von J_a wird deutlich, daß die Dämpfung der Abtriebsseite über den ganzen Arbeitsbereich vergrößert werden konnte. Schwierigkeiten zeigen sich auf der Motorseite, welche für kleine Armträgheiten nahe der Stabilitätsgrenze ist. Um dieses Problem zu beseitigen, müßten die Parameter des Reglers entweder so eingestellt werden, daß dieses Problem nicht mehr auftritt, oder aber über die Armträgheit adaptiert werden.

Abbildung 6.19: Einfluß von J_a auf die Pole

6.5.4 Störübertragungsfunktionen

Der Frequenzgang der Übertragungsfunktion von einer Momentenstörung auf die Armposition bleibt weiterhin gut. Bei einem konstanten Störmoment entsteht lediglich der, durch die Federsteifigkeit verursachte Fehler in der Armposition von

$$\Delta q_a = \frac{M_s}{K}. \quad (6.18)$$

Die Motorposition bleibt exakt ausgegelt.

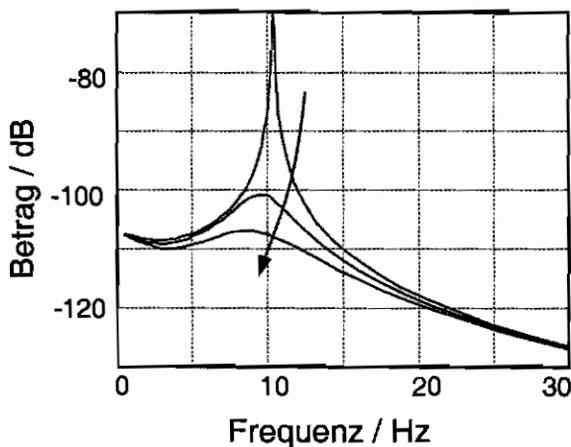


Abbildung 6.20: Übertragungsfunktion von $M_{\text{stör}}$ auf q_a

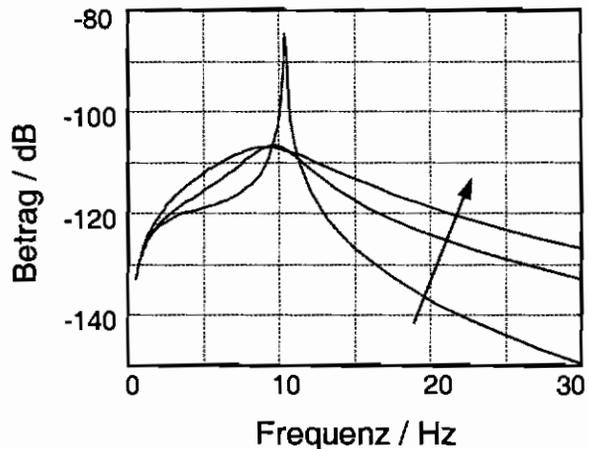
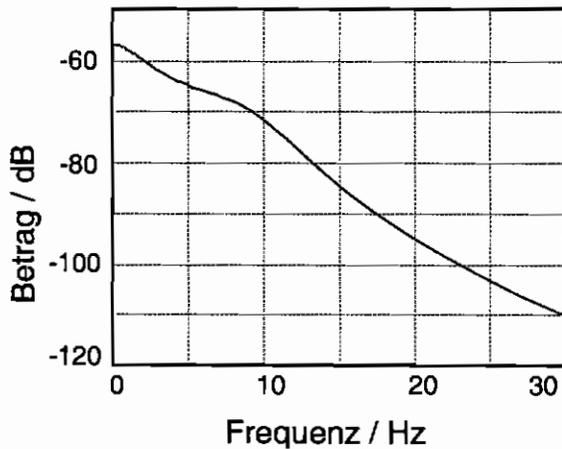


Abbildung 6.21: Übertragungsfunktion von $M_{\text{stör}}$ auf q_m

Eine andere mögliche Störung verursacht dagegen wesentlich größere Probleme. Die Geschwindigkeitsschätzung erfolgt durch Integration. Ein Integrator ist aber nicht stabil, sondern lediglich grenzstabil wegen des Eigenwertes im Ursprung der komplexen Ebene. Der Beschleunigungssensors hat, wie aus den Datenblättern im Anhang ersichtlich, eine

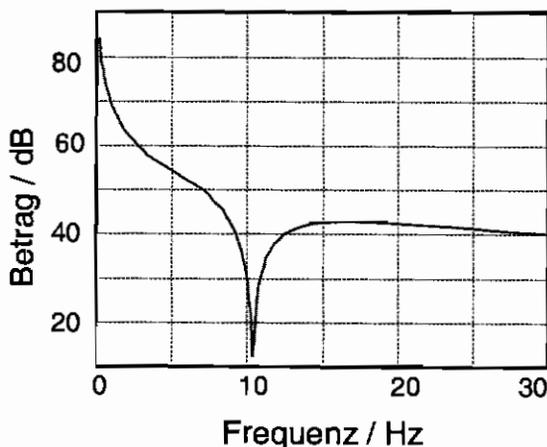
ausgeprägte Temperaturdrift. Diese kann in der Praxis nicht komplett unterdrückt werden. Ferner ist nicht auszuschließen, daß der Sensor einen Anteil der Erdbeschleunigung mißt, der durch die Korrekturrechnungen nicht erfaßt wird. Beides äußert sich als Offset auf dem tatsächlichen Beschleunigungssignal. Die Auswirkungen eines solchen Fehlers sollen anhand der Übertragungsfunktion von der gemessenen Beschleunigung zur Armposition untersucht werden.



Aus dem Amplitudengang in Abbildung 6.22 kann man erkennen, daß das Ein-/Ausgangsverhalten unkritisch ist. Durch einen Offset des Meßsignales entsteht lediglich ein begrenzter Fehler in der Armposition.

Abbildung 6.22: Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf q_a

Betrachtet man dagegen die Übertragungsfunktion von der gemessenen Beschleunigung zu dem, durch den Beschleunigungsanteil des Reglers verursachten Sollmoment, zeigt sich ein Problem.



Bedingt durch die Integration des Meßwertes gilt für die Übertragungsfunktion vom Beschleunigungsoffset zum Sollmoment am Ausgang des Integrators

$$F_{\ddot{q}_a \rightarrow M_{sB}}(\omega = 0) \rightarrow \infty. \quad (6.19)$$

Die geschätzte Armgeschwindigkeit und damit auch das durch sie aufgeschaltete Moment M_{sB} wächst über alle Grenzen.

Abbildung 6.23: Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf den I-Ausgang

Im Ein-/Ausgangsverhalten wurde, wie zuvor gezeigt, jedoch keine solche Auswirkung festgestellt. Die Ursache dafür ist, daß der Integralanteil des PI-Drehzahlreglers den entstandenen Fehler kompensiert, indem er ein betragsmäßig gleiches, aber vom Vorzeichen verschiedenes, Moment erzeugt.

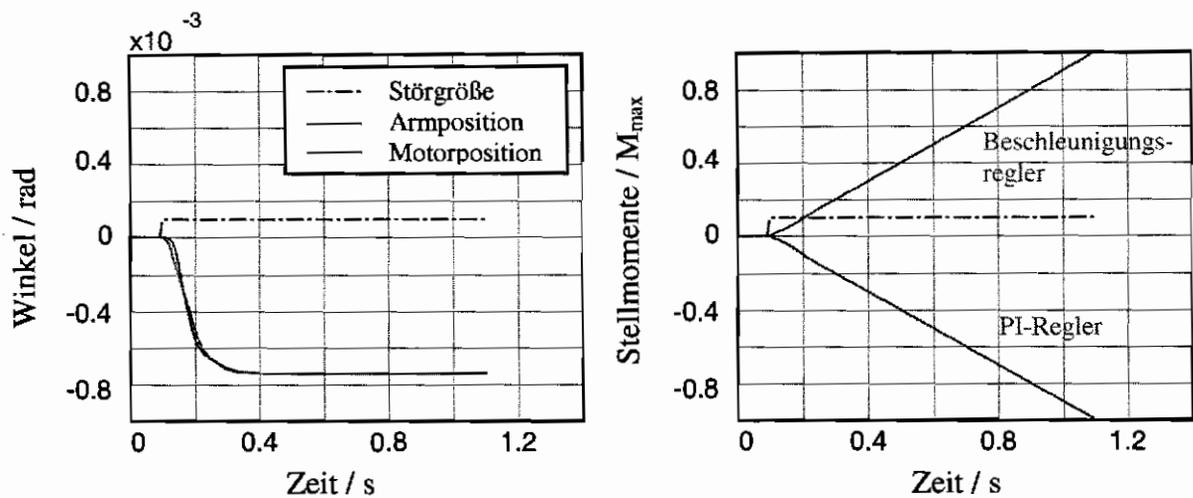


Abbildung 6.24: Auswirkung eines Offsetfehlers im Beschleunigungssignal

Das mit diesem Regler geregelte System ist damit für Störungen BIBO (Bounded Input Bounded Output) stabil, aber nicht asymptotisch zustandsstabil.

6.5.5 Bewertung

Aufgrund der inneren Instabilität bei einem durch Sensorfehler erzeugten Offset des Beschleunigungsmeßwertes und der damit verbundenen numerischen Probleme kann der Regler in dieser Form nicht verwendet werden.

6.6 PT₁-Rückführung der Armbeschleunigung

Die Probleme beim Regler mit direktem Parallelmodell zur Schätzung der Armgeschwindigkeit waren entstanden, weil die Übertragungsfunktion $F_{\dot{q}_a \rightarrow M_{sB}}$ für ω gegen Null gegen unendlich ging. Die Frage ist nun, ob sich der Regler, ohne seine Dämpfungseigenschaften zu verlieren, so verändern läßt, daß dieses Problem nicht mehr auftritt.

6.6.1 Ansatz

Es soll weiterhin die Armgeschwindigkeit geschätzt werden, allerdings jetzt mit einem Filter, dessen Übertragungsfunktion für ω gegen Null beschränkt ist.

Die Lösung für dieses Problem ist ein geeignet gewähltes PT₁-Filter, welches einer Filterung des Meßwertes durch einen Hochpaß erster Ordnung mit anschließender Integration entspricht.

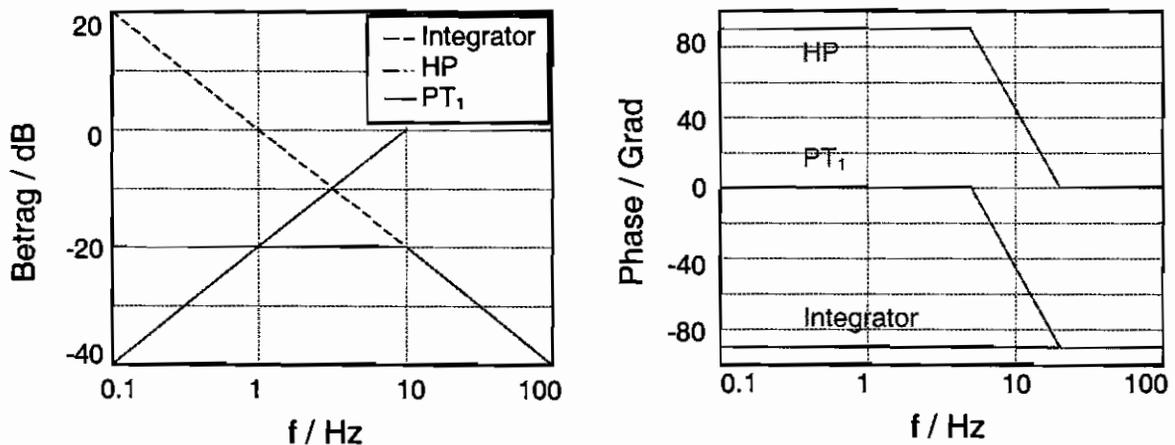


Abbildung 6.25: Bildung des PT₁-Filters aus Hochpaß und Integrator im Bode-Diagramm

Eckfrequenz und Verstärkung dieses Tiefpasses sollen so eingestellt werden, daß sich das Filter in der Nähe der Eigenfrequenz ω_n wie ein Integrierer verhält. Es sollte also gelten:

$$\frac{1}{j\omega} = \frac{k_{TP}}{1 + T_{TP} j\omega} \quad \text{für } \omega = \omega_n \quad (6.20)$$

Diese Bedingung ist nicht realisierbar, da das PT₁-Glied erst für ω gegen unendlich eine Phasenverschiebung von 90 Grad erreicht. Dies wird deutlich, wenn die Gleichung zu

$$k_{TP} j\omega = 1 + T_{TP} j\omega \quad (6.21)$$

umgeformt wird. Für eine Näherung ist es aber auch ausreichend, den Betrag anzugleichen.

$$\left| \frac{1}{j\omega} \right| = \left| \frac{k_{TP}}{1 + T_{TP} j\omega} \right| \quad \text{für } \omega = \omega_n \quad (6.22)$$

Daraus folgt

$$1 + T_{TP}^2 \omega_n^2 = k_{TP}^2 \omega_n^2. \quad (6.23)$$

Aufgelöst nach T_{TP} ergibt sich

$$T_{TP} = \sqrt{k_{TP}^2 - \frac{1}{\omega_n^2}}. \quad (6.24)$$

Nach Vorgabe der, durch die zulässige Gleichverstärkung eingeschränkten Verstärkung des Tiefpasses k_{TP} , kann damit die erforderliche Zeitkonstante T_{TP} bestimmt werden. Eine möglichst geringe Phasendifferenz zwischen den Filtern im Bereich der Systemeigenfrequenz erhält man dann, wenn die PT_1 -Zeitkonstante maximal wird. Das wird bei maximaler Verstärkung des PT_1 Filters erreicht.

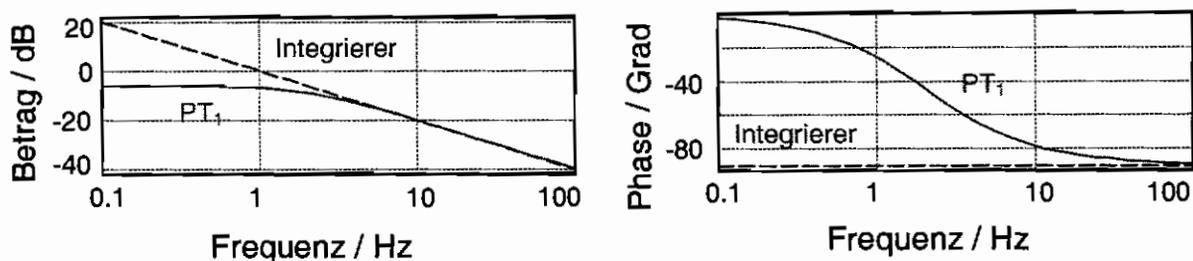


Abbildung 6.26: Annäherung des Integrierers durch ein PT_1 -Filter

Abbildung 6.26 zeigt ein PT_1 -Filter mit einer Zeitkonstante von 0.5 s. Im Bereich der Eigenfrequenz der Strecke, welche etwa 10 Hz beträgt, stimmt das Filter bereits relativ gut mit dem Integrator überein.

Die Struktur des Regelgesetzes ist die gleiche wie beim Regler aus Kapitel 6.5.

$$M_{soll} = \left(k_{LR} (w - q_m) + \dot{w} - \hat{q}_m \right) k_{DR} + \frac{k_{DR}}{T_i} \int \left(k_{LR} (w - q_m) + \dot{w} - \hat{q}_m \right) dt + k_{DRA} (\dot{w} - \hat{q}_a) \quad (6.25)$$

Allerdings ist nun die geschätzte Geschwindigkeit:

$$\hat{q}_a(t) = \frac{k_{TP}}{T_{TP}} \int_{\tau=0}^t \ddot{q}_a(\tau) d\tau - \frac{1}{T_{TP}} \int_{\tau=0}^t \hat{q}_a(\tau) d\tau. \quad (6.26)$$

Damit gilt das folgende Blockschaltbild:

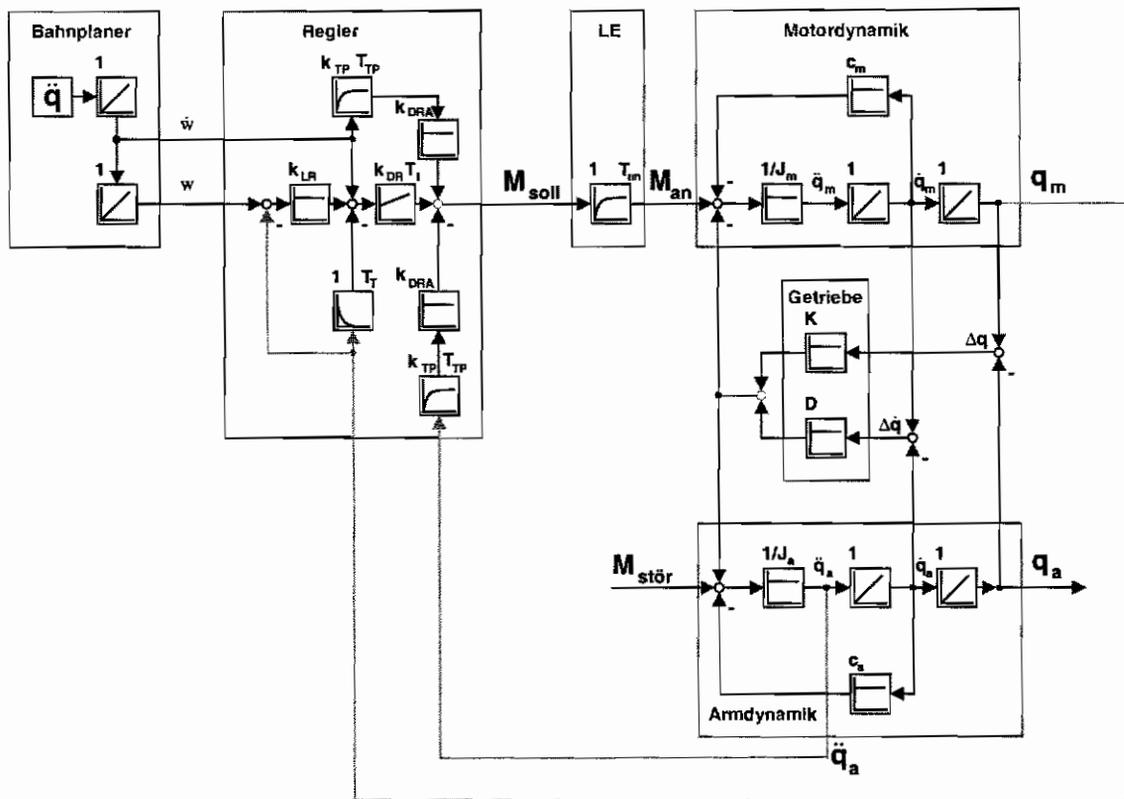


Abbildung 6.27: Blockschaltbild der Strecke mit PT_1 Reglererweiterung

6.6.2 Simulationsergebnisse

Um zu prüfen, ob sich mit dieser Geschwindigkeitsnäherung ebenfalls eine Verbesserung der Dämpfung erreichen läßt, wurden ebenfalls Simulationen in Dymola durchgeführt. Bei unveränderten Parametern des Originalreglers läßt sich durch Einstellen der Verstärkung k_{DRA} folgendes Einschwingverhalten erzielen:

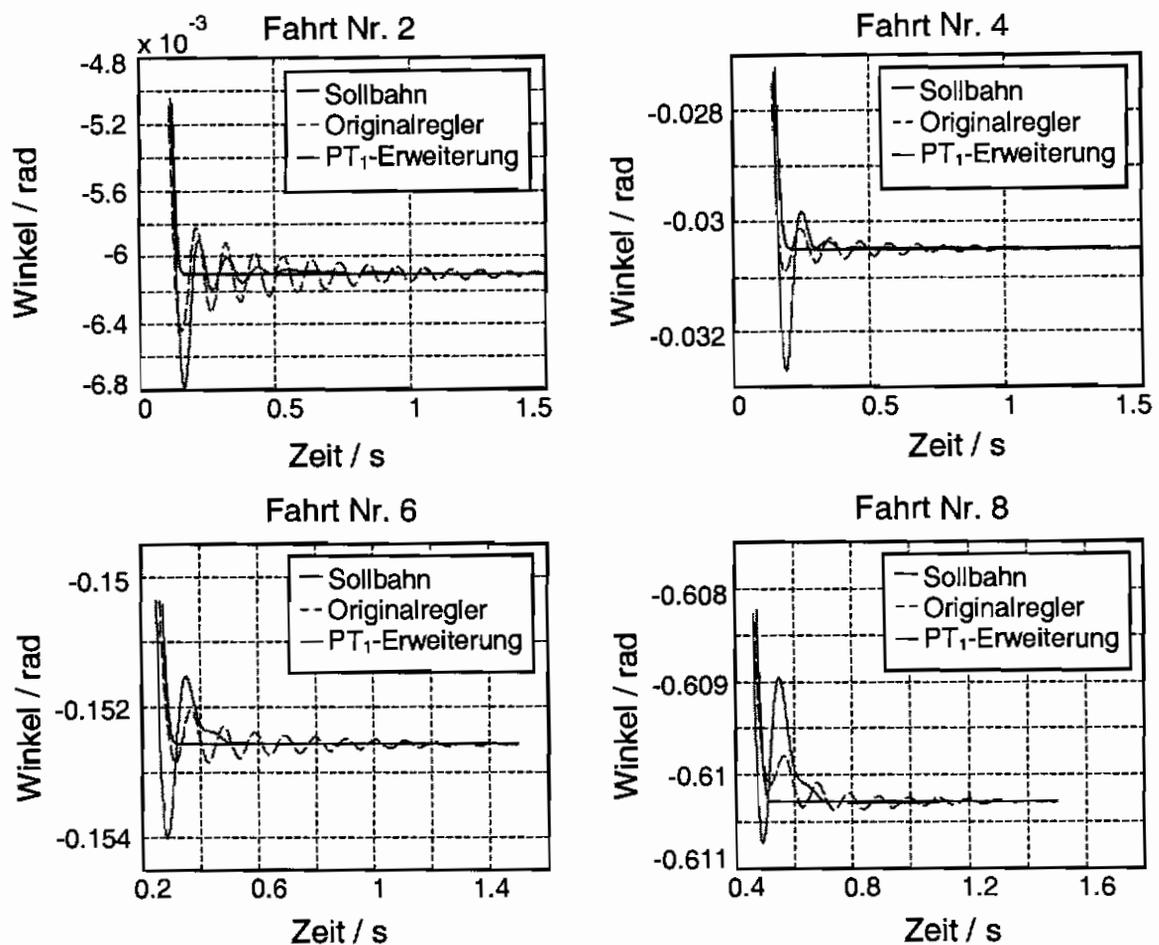


Abbildung 6.28: Einschwingverhalten mit PT_1 -Reglererweiterung, k_{DRA} optimiert

Man erkennt, daß die ursprüngliche Schwingung stark gedämpft wird und nach etwa zwei Periodendauern ausgeregelt ist. Auch bei diesem Regler stellt sich ein starkes erstes Unterschwingen ein, außerdem fällt bei den längeren Fahrten eine Tendenz zum Einkriechen auf. Im wesentlichen entspricht das Verhalten des Reglers mit dem PT_1 -Glied dem der I-Regler Erweiterung. Es ist nun zu prüfen, ob das Verhalten der geregelten Strecke noch durch Veränderung der restlichen Reglerparameter verbessert werden kann. Dazu werden alle Reglerparameter gemäß einer minimalen quadratischen Regelfläche optimiert. Die optimierten Parameter besitzen eine deutlich höhere Integratorzeitkonstante und eine kleinere Lagereglungsverstärkung. Mit diesen Parametern sagt die Simulation das folgende Einschwingverhalten voraus:

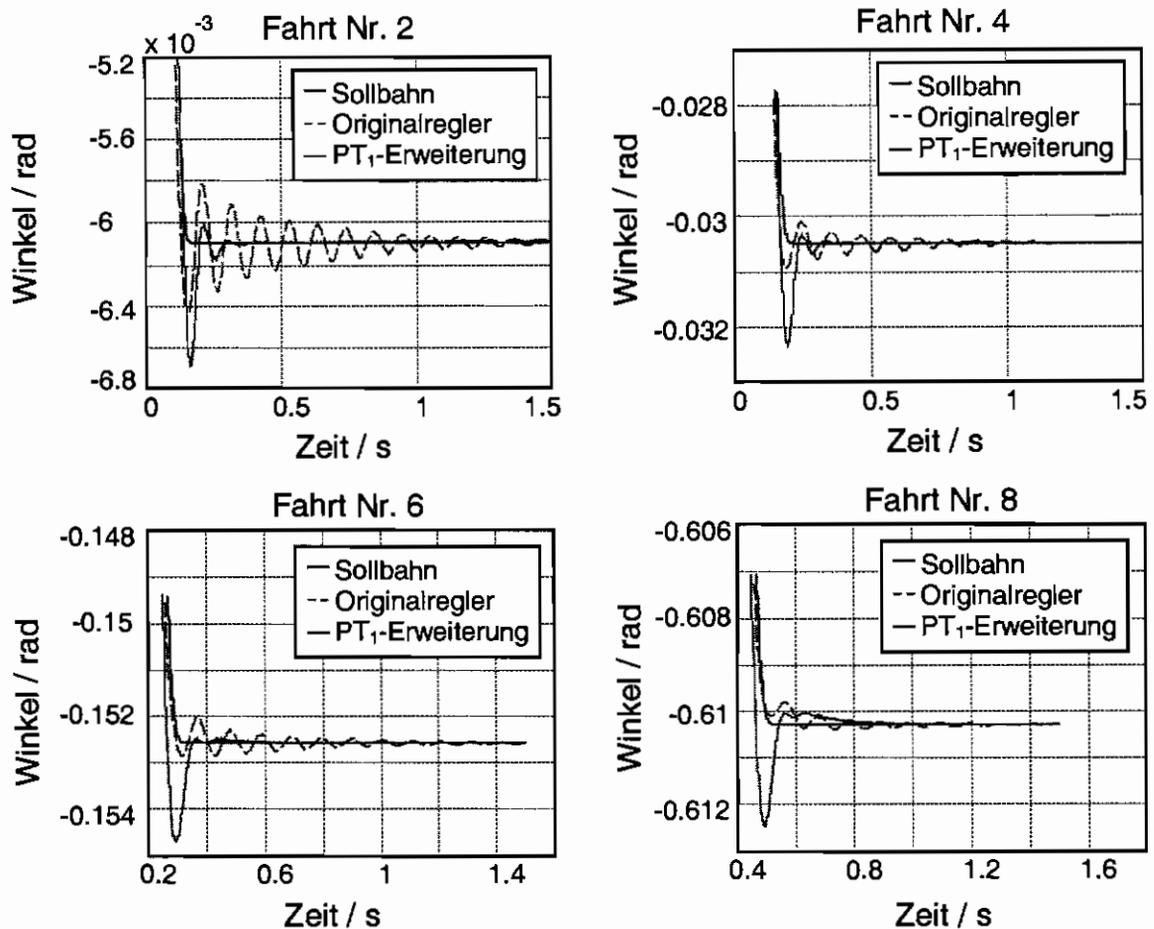


Abbildung 6.29: Einschwingverhalten mit PT₁-Reglererweiterung, alle Parameter optimiert

Das Einschwingverhalten hat sich noch etwas verbessert, das erste Unterschwingen konnte aber nicht nennenswert reduziert werden. Insgesamt kann durch die höhere Integratorzeitkonstante ein, über alle Fahrten gesehen, gleichmäßigeres Einschwingverhalten verzeichnet werden. Auch mit den optimierten Parametern ist bei der langen Fahrt ein unerwünschtes Einschleichen in den Endzustand zu sehen.

6.6.3 Robustheit

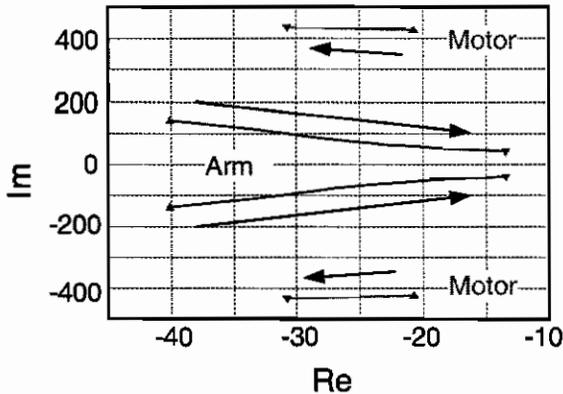


Abbildung 6.30 zeigt den Einfluß der Armträgheit auf die Pole des geregelten Systems. Man erkennt, daß auch hier die Dämpfung für alle J_a deutlich verbessert ist. Bei sehr großen Trägheiten ist sie allerdings nicht so hoch, wie bei der Verwendung eines I-Reglers. Dafür neigt aber die Motorseite bei kleinen Trägheiten nicht mehr so schnell zur Instabilität. Die Robustheitsanforderungen sind damit erfüllt.

Abbildung 6.30: Einfluß von J_a auf die Pole

6.6.4 Störübertragungsfunktionen

Die Auswirkungen eines konstanten Störmoments auf die Motor- und Armposition sind bei diesem Regler vergleichbar mit den Auswirkungen bei Verwendung des direkten Parallelmodells.

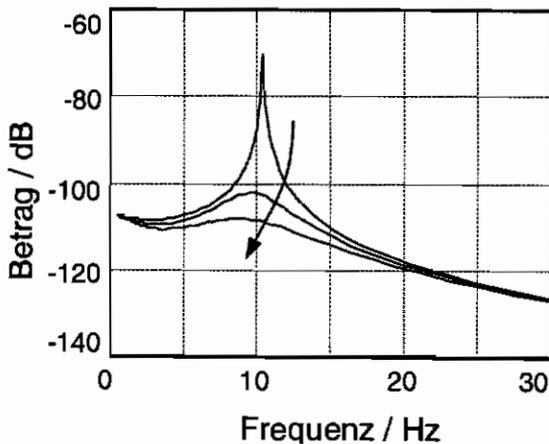


Abbildung 6.31: Übertragungsfunktion von $M_{\text{stör}}$ auf q_{arm}

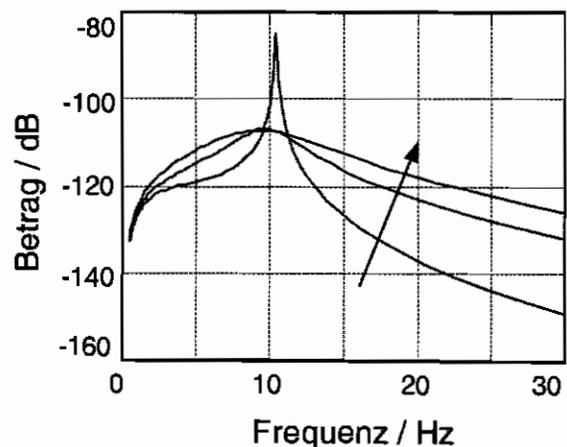


Abbildung 6.32: Übertragungsfunktion von $M_{\text{stör}}$ auf q_{mot}

Im für die Anwendung wichtigen Störverhalten bei Meßstörungen sind aber Verbesserungen erkennbar.

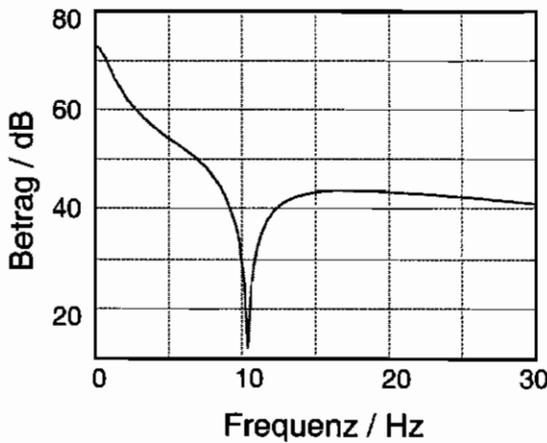


Abbildung 6.33: Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf den PT₁-Ausgang

Der Betrag des Frequenzganges der Übertragungsfunktion von einer Meßstörung zum PT₁-Ausgang ist nun für alle Frequenzen beschränkt. Insbesondere gilt:

$$F_{\hat{q}_a \rightarrow M_{.B}}(\omega = 0) = k_{DRA} k_{TP} \quad (6.27)$$

Damit ist die innere Instabilität, welche bei Verwendung eines Integrators auftritt, beseitigt.

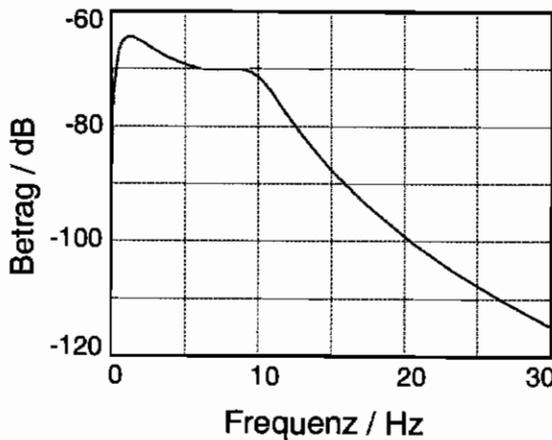


Abbildung 6.34: Übertragungsfunktion von einer Meßstörung auf q_a

Der Betrag des Frequenzganges der Übertragungsfunktion von einer Meßstörung zur Armposition hat sich bei der Annäherung des Integrators durch das PT₁-Filter ebenfalls verändert. Auffällig ist vor allem, daß konstante Störungen keine bleibenden Regelabweichungen mehr verursachen.

6.6.5 Messungen am Roboter

Aufgrund seiner guten Eigenschaften in der Simulation wurde der Regler für den Roboter programmiert. Dazu mußte das PT₁-Filter diskretisiert werden. Gewählt wurde die Diskretisierung nach der Sprunginvarianzmethode. Damit ergibt sich für die Geschwindigkeitsschätzung

$$\dot{\hat{q}}_a(t_{i+1}) = k_{TP} \left(1 - e^{-\frac{T_{TP}}{T_{DR}}} \right) \ddot{q}_a(t_i) - e^{-\frac{T_{TP}}{T_{DR}}} \dot{\hat{q}}_a(t_i). \quad (6.28)$$

Zunächst wurde wiederum die Verstärkung k_{DRA} bei ansonsten originalen Reglerparametern eingestellt. Dabei stellt sich heraus, daß am realen System die Verstärkung nicht ganz so hoch eingestellt werden konnte wie in der Simulation, weil der Roboter sonst destabilisiert wurde. Das Modell ist folglich für diesen Fall nicht genügend genau. Wurde die Verstärkung am Roboter innerhalb des stabilen Bereichs eingestellt, dann konnte das folgende Einschwingverhalten gemessen werden:

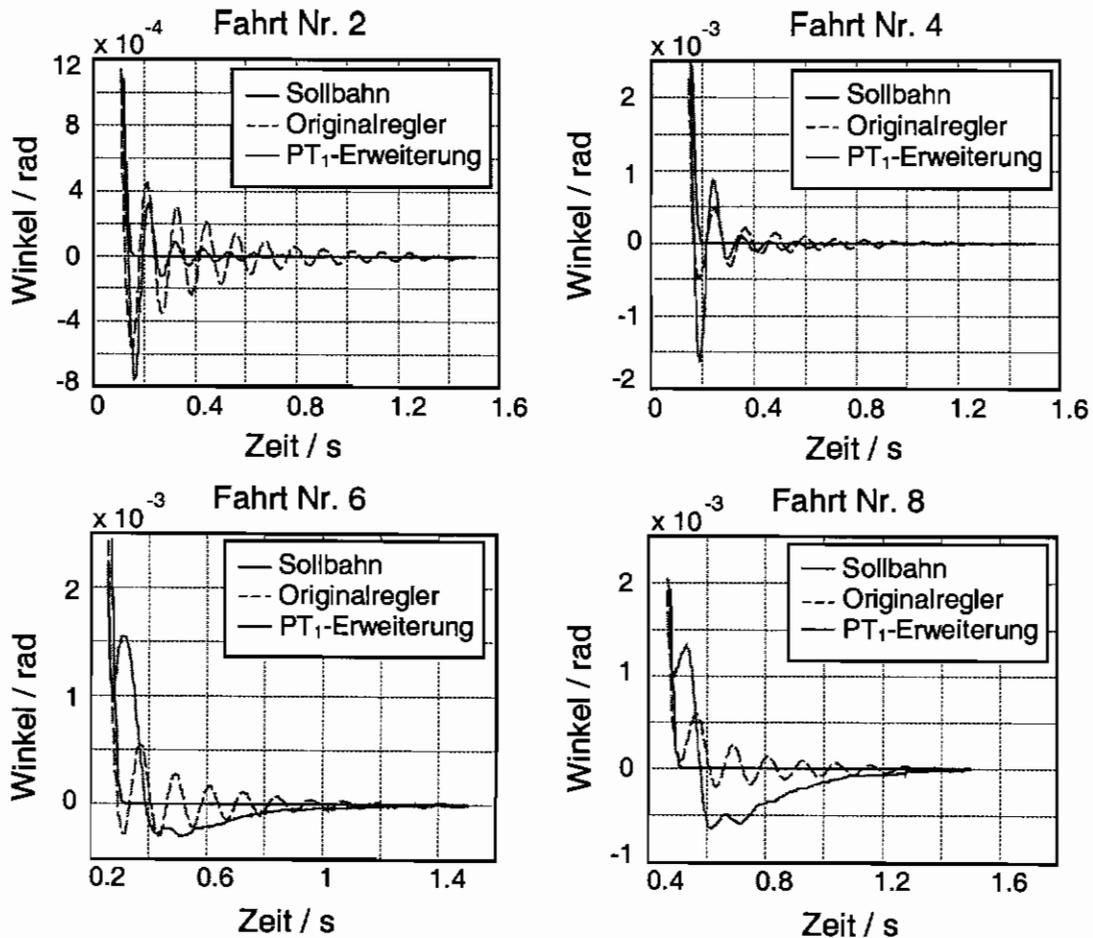


Abbildung 6.35: Einschwingverhalten am Roboter mit PT₁-Erweiterung

Zu erkennen ist, daß die Originalschwingung gegenüber den Referenzfahrten gedämpft ist. Allerdings nicht in dem Maße, wie es in der Simulation zu erwarten gewesen wäre. Außerdem kann wieder ein ausgeprägtes Einkriechen festgestellt werden.

Weitere Versuche, bei denen alle Reglerparameter variiert wurden, konnten diese Probleme nicht beseitigen. Insbesondere erwiesen sich die durch Optimierung in der Simulation gewonnenen Parameter als am Roboter nicht verwendbar, weil sie zu Instabilität führten.

6.6.6 Bewertung

Die oben beschriebenen Probleme sind aufgrund der Reglerstruktur entstanden. Zur Vermeidung von inneren Instabilitäten bei Beschleunigungsfehlern wurde der Integrierer durch ein PT₁-Filter mit einer hohen Zeitkonstante ersetzt. Dieses langsame Filter in der Rückführung verursacht nun aber ein träges Einschwingen. Um das Problem zu lösen, müßte die Zeitkonstante verkleinert werden.

T_{TP} kann für eine akzeptable Näherung des Integrators bei einer Armeigenfrequenz von 10 Hz nicht niedriger als 0.2 Sekunden eingestellt werden. Dieser Weg ist folglich nicht möglich.

Die teilweise sehr guten Ergebnisse in der Simulation basieren darauf, daß die optimierten Reglerparameter durch eine geringere Spannung des Getriebes am Anfang des Einschwingvorgangs für verbesserte Anfangsbedingungen sorgen. Damit fällt das langsame Einschwingen nicht mehr ins Gewicht. Um das zu erreichen, waren aber unter anderem eine sehr kleine Lagereglerverstärkung und eine sehr große Zeitkonstante des PI-Reglers erforderlich. Diese Einstellungen sind aber am realen Roboter nicht möglich.

Die ursprünglich vorhandene Schwingung des Armes kann zwar mit diesem Regler gedämpft werden, es stellt sich aber dafür ein Einkriechen in den Endzustand ein, dessen Dauer ähnlich groß wie die bisherigen Einschwingzeit ist. Die Gesamtbewegung ist somit durch die Dämpfung nicht schneller geworden.

Der Regler liefert damit am Roboter keine ausreichend guten Ergebnisse.

6.7 Kurzzusammenfassung

In diesem Kapitel wurde versucht, den Beschleunigungsmeßwert direkt mit einer zusätzlichen Schleife in die Regelung einzubeziehen. Dabei wurden mehrere Dinge klar:

- Eine P-Aufschaltung hat sich als nicht verwendbar herausgestellt, da dabei Armposition und Armgeschwindigkeit in einem ungünstigen Verhältnis zurückgekoppelt werden.
- Eine Differentiation der Beschleunigungswerte macht wegen des stark verrauschten Signals momentan keinen Sinn und ist generell auch bei relativ guten Meßwerten kritisch. Prinzipiell wird durch das Differenzieren eine neue Gleichung erzeugt, die wiederum aus einer Linearkombination der Streckenzustände, jedoch mit anderen Koeffizienten, besteht.

$$\ddot{q}_a = a_{11}q_a + a_{12}\dot{q}_a + a_{13}q_m + a_{14}\dot{q}_m \quad (6.29)$$

Durch Differenzieren von Gleichung 6.29 entsteht Gleichung 6.30:

$$\ddot{\dot{q}}_a = \frac{d}{dt}\ddot{q}_a = a_{11}\dot{q}_a + a_{12}\ddot{q}_a + a_{13}\dot{q}_m + a_{14}\ddot{q}_m \quad (6.30)$$

Nach Einsetzen von Gleichung 4.10 und Gleichung 4.11 in Gleichung 6.30 entsteht:

$$\ddot{\dot{q}}_a = a_{21}q_a + a_{22}\dot{q}_a + a_{23}q_m + a_{24}\dot{q}_m + a_{25}M_{an} + a_{26}M_{stör} \quad (6.31)$$

Für die Koeffizienten von Gleichung 6.29 und 6.31 gilt bei der vorliegenden Strecke unter anderem die folgende wichtige Beziehung:

$$\frac{a_{11}}{a_{12}} \neq \frac{a_{21}}{a_{22}} \quad (6.32)$$

Das heißt, daß es durch eine Linearkombination von Gleichung 6.29 und Gleichung 6.31 möglich ist, beliebige Verstärkungen für die Armposition und Armgeschwindigkeit einzustellen. Damit ist es mit einem PD-Regler, dessen Ausgang durch

$$y_{PD} = k_1 \ddot{q}_a + k_2 \dot{q}_a \quad (6.33)$$

beschrieben wird, theoretisch möglich, durch geeignete Wahl von k_1 und k_2 die Verstärkungsfaktoren von Armposition und Armbeschleunigung unabhängig voneinander vorzugeben. Die dabei entstehende Aufschaltung der Motorgrößen könnte dann durch die Verstärkungen des bisherigen Reglers aufgefangen werden. Mit einer solchen Regelung könnten die Pole des mechanischen Teils der Strecke beliebig vorgegeben werden.

Wegen des bereits erwähnten starken Meßrauschens konnte dieser Ansatz jedoch nicht weiterverfolgt werden.

- Integriert werden darf der Meßwert ohne eine Rückführung, welche den Integrator stabilisiert, ebenfalls nicht, da die vorhandenen Meßfehler das System sonst destabilisieren.

Damit bleibt, wenn keine weiteren Meßwerte zur Stabilisierung des Integrators benutzt werden sollen, als Regler für die Beschleunigung nur noch ein PT_x -Glied übrig. Die Rückführung mit dem PT_1 -Filter realisiert die notwendige Rückführschleife direkt um den Integrator und ist deshalb auch bei Meßfehlern stabil. Allerdings hat diese Struktur den Nachteil, daß sie sich nicht so parametrisieren läßt, daß die Schwingungen gut gedämpft werden und der Endwert schnell erreicht wird.

Aus diesen Ergebnissen folgt, daß mit den einfachen Reglererweiterungen durch eine zusätzliche Schleife, welche ohne direkte Verwendung von Modellwissen auskommen, kein zufriedenstellendes Verhalten erzielt werden kann. Es wird deshalb im weiteren eine Zustandsregelung unter Verwendung eines Beobachters angestrebt, da diese alle Möglichkeiten einer linearen Regelung ausschöpft.

Kapitel 7

Beobachter

In diesem Kapitel werden mehrere Beobachteransätze für die erste Achse des Roboters vorgestellt und ihre Anwendbarkeit unter den gegebenen Voraussetzungen diskutiert.

7.1 Luenberger Beobachter

Zunächst wird geprüft ob sich der, in der Regelungstechnik meistens verwendete, vollständige Zustandsbeobachter nach Luenberger einsetzen läßt.

7.1.1 Methode

Der Standardansatz für Beobachter ist ein vollständiger Zustandsbeobachter nach Luenberger. Dieser verwendet ein paralleles Streckenmodell mit dem Eingang der Strecke \underline{u} . Zusätzlich enthält er eine Kopplung an die Strecke durch einen mit der Matrix L gewichteten Fehlervektor. Dieser berechnet sich aus der Differenz zwischen den Meßgrößen der Strecke \underline{y}_M und den dazugehörigen, durch den Beobachter geschätzten Größen. Damit lautet die Zustandsdarstellung für den Luenberger Beobachter allgemein

$$\dot{\hat{\underline{x}}} = A_L \hat{\underline{x}} + B_L \underline{u} + L (\underline{y}_M - \hat{\underline{y}}_M) \quad (7.1)$$

$$\hat{\underline{y}}_M = C_L \hat{\underline{x}} \quad (7.2)$$

mit dem Schätzvektor $\hat{\underline{x}}$, dem Streckeneingang \underline{u} und dem Meßvektor der Strecke \underline{y}_M . Werden die Gleichungen 7.1 und 7.2 ineinander eingesetzt entsteht

$$\dot{\hat{\underline{x}}} = \hat{A}_L \hat{\underline{x}} + B_L \underline{u}_s + L \underline{y}_M \quad (7.3)$$

mit der Beobachtermatrix:

$$\hat{A}_L = A_L - L C_L \quad (7.4)$$

Sind Strecke und Messungen ungestört und gilt außerdem

$$A_L = A \quad , \quad B_L = B \quad \text{und} \quad C_L = C, \quad (7.5)$$

was bedeutet die Strecke ist exakt bekannt, dann ist dieser Beobachter in der Lage, den Schätzfehler

$$\tilde{\underline{x}} = \underline{x} - \hat{\underline{x}} \quad (7.6)$$

für t gegen unendlich asymptotisch zum Verschwinden zu bringen.

7.1.2 Anwendung auf die volle Strecke

Bei der hier betrachteten Strecke sind zwei Meßwerte vorhanden: die Armbeschleunigung und die Motorposition. Damit sind die Meßgleichungen des Systems

$$\underline{y} = \underline{C}\underline{x} + \underline{C}_z \underline{z}_S + \underline{z}_M = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{K}{J_a} & -\frac{D+c_a}{J_a} & \frac{K}{J_a} & \frac{D}{J_a} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_a \\ \dot{q}_a \\ q_m \\ \dot{q}_m \\ M_{an} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{1}{J_a} \end{pmatrix} \underline{z}_S + \underline{z}_M \quad (7.7)$$

mit der Ausgangsmatrix der Streckenzustände \underline{C} , der Ausgangsmatrix der Streckenstörungen \underline{C}_z und dem Vektor der Meßstörungen \underline{z}_M . Wie bereits in Kapitel 4.3.4 gezeigt, ist die Strecke durch die Armbeschleunigung alleine nicht beobachtbar. Volle Zustandsbeobachtbarkeit ist aber bei zusätzlicher Verwendung der Motorposition gegeben.

Da die abtriebsseitigen Zustände, auf welche Störmomente direkt einwirken, von der Motorposition aus nur schlecht beobachtbar sind, ist es nicht sinnvoll die Strecke nur mit der Meßgröße Motorposition zu beobachten.

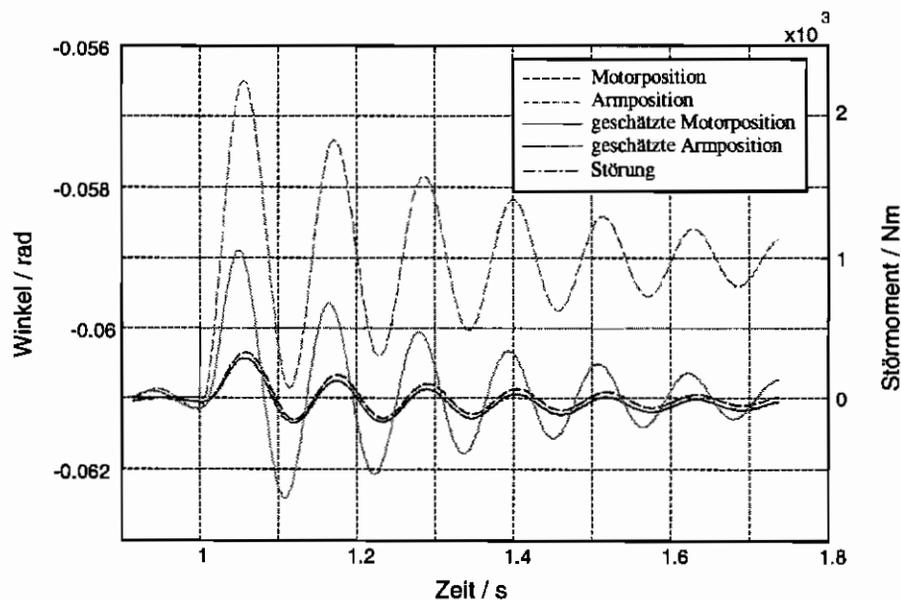


Abbildung 7.1: Vergleich zwischen den mit einem Luenberger Beobachter geschätzten Werten und den Werten des linearen Systems bei einem Störgrößensprung

Abbildung 7.1 zeigt beispielhaft das Verhalten eines, nur mit der Motorposition geführten, Luenberger Beobachters bei einem sprungförmigen Verlauf des Störmoments. Abhängig von der Einstellung der Verstärkungsmatrix L treten hier selbst für das lineare System deutliche Unterschiede zwischen den abtriebsseitigen Zuständen und der Schätzung auf.

Prinzipiell wäre es zwar möglich, die Störungen durch Achsverkopplungen unter Verwendung der kompletten Roboterdynamik zu berechnen und als zusätzlichen Eingang für den Beobachter zur Verfügung zu stellen. Ein solcher Ansatz setzt aber genaue Modellkenntnis voraus und ist damit für diesen Roboter nicht realisierbar.

Bei einem Luenberger Beobachter ist es deshalb sinnvoll, beide Meßwerte zur Kopplung mit der Strecke zu verwenden. Daraus resultiert eine Verstärkungsmatrix L gemäß

$$L = \begin{pmatrix} l_{11} & l_{21} & l_{31} & l_{41} & l_{51} \\ l_{12} & l_{22} & l_{32} & l_{42} & l_{52} \end{pmatrix}^T \quad (7.8)$$

und eine Beobachtermatrix \hat{A}_L mit

$$\hat{A}_L = \begin{pmatrix} l_{12} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & 1+l_{12} \frac{\hat{D}+\hat{c}_a}{\hat{J}_a} & -l_{12} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} - l_{11} & -l_{12} \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} & 0 \\ -\frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} + l_{22} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & -\frac{\hat{D}+\hat{c}_a}{\hat{J}_a} + l_{22} \frac{\hat{D}+\hat{c}_a}{\hat{J}_a} & \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} - l_{22} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} - l_{21} & \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} - l_{22} \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} & 0 \\ l_{32} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & l_{32} \frac{\hat{D}+\hat{c}_a}{\hat{J}_a} & -l_{32} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} - l_{31} & 1 - l_{32} \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} & 0 \\ \frac{\hat{K}}{\hat{J}_m} + l_{42} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & \frac{\hat{D}}{\hat{J}_m} + l_{42} \frac{\hat{D}+\hat{c}_a}{\hat{J}_a} & -\frac{\hat{K}}{\hat{J}_m} - l_{42} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} - l_{41} & -\frac{\hat{D}+\hat{c}_m}{\hat{J}_m} - l_{42} \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} & \frac{1}{\hat{J}_m} \\ l_{52} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & l_{52} \frac{\hat{D}+\hat{c}_a}{\hat{J}_a} & -l_{52} \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} - l_{51} & -l_{52} \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} & -\frac{1}{\hat{T}_{an}} \end{pmatrix} \quad (7.9)$$

Für die Festlegung der 5 Beobachterpole stehen 10 Verstärkungsfaktoren aus der L Matrix zur Verfügung. Es ist damit Redundanz bei der Auslegung der Beobachtermatrix vorhanden. Für den Entwurf des Beobachters ist diese Redundanz nicht problematisch, zur Berechnung der Verstärkungen werden lediglich zusätzliche Randbedingungen benötigt.

Bei genauerer Betrachtung der Beobachtermatrix \hat{A}_L zeigen sich aber zwei Schwächen des Beobachteransatzes:

- Die Anzahl der erforderlichen Operationen für die Berechnung der Matrix ist relativ groß. Bei Ausnutzung aller im voraus möglichen Berechnungen und optimaler Auswertungsreihenfolge sind noch 3 Divisionen, 20 Multiplikationen und 11 Additionen zur Berechnung der Matrixelemente erforderlich. Diese Anzahl an Operationen erhöht sich je nach zeitdiskreter Realisierung nochmals und ist auf dem DSP zusätzlich zu den bisherigen Berechnungen nicht möglich.

- Es ist eine ausgeprägte Abhängigkeit der Beobachtermatrix von der Armträgheit J_a vorhanden. Der Beobachter muß deswegen mit J_a geführt werden, um gute Ergebnisse zu liefern.

Das Problem der zu großen benötigten Rechenleistung läßt sich entweder durch einen schnelleren Prozessor, welcher aber für die Arbeit nicht zur Verfügung steht, oder durch Reduzierung des Beobachters auf die Abtriebsseite lösen. Dabei wird die zu beobachtende Strecke mit Hilfe von meßbaren Zwischengrößen reduziert.

7.1.3 Zustandsbeobachter für einen Teil der Strecke

Werden bei einem System geeignete Zwischengrößen gemessen, dann kann es unter Verwendung dieser Größen in zwei Teilsysteme aufgespalten werden.

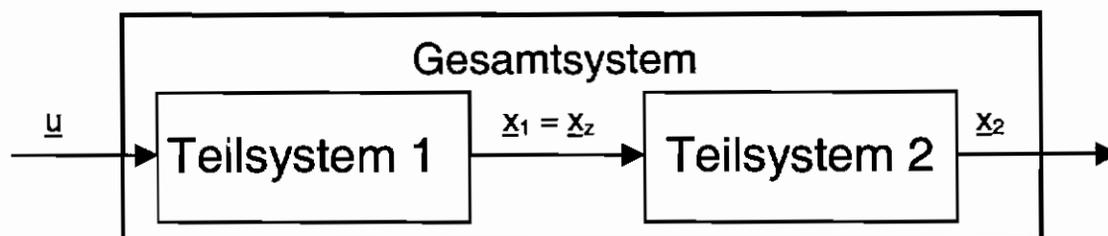


Abbildung 7.2: Aufteilung der Strecke in zwei Teilsysteme

Bei der vorliegenden Strecke kann dann ein auf die Abtriebsseite reduzierter Beobachter entworfen werden, wenn Motorposition und –geschwindigkeit bekannt sind. Der Meßvektor des Teilsystems Arm besteht in diesem Fall nur noch aus der Armbeschleunigung.

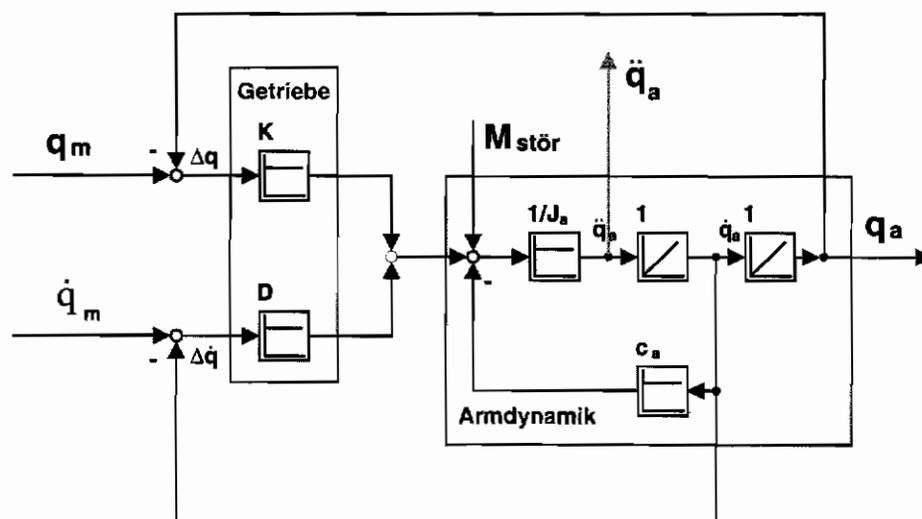


Abbildung 7.3: Abtriebsseitiger Teil der Strecke

Die Zustandsdarstellung des verbleibenden Systems ist damit

$$\begin{pmatrix} \dot{q}_a \\ \ddot{q}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ -\frac{K}{J_a} & -\frac{c_a + D}{J_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_a \\ \dot{q}_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ \frac{K}{J_a} & \frac{D}{J_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_m \\ \dot{q}_m \end{pmatrix}. \quad (7.10)$$

$$y = (1 \quad 0) \begin{pmatrix} q_a \\ \dot{q}_a \end{pmatrix} \quad (7.11)$$

$$y_M = \begin{pmatrix} -\frac{K}{J_a} & -\frac{c_a + D}{J_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_a \\ \dot{q}_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{K}{J_a} & \frac{D}{J_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_m \\ \dot{q}_m \end{pmatrix}. \quad (7.12)$$

Die Determinante der Beobachtbarkeitsmatrix kann aus Gleichung 7.10 und 7.12 zu

$$\det(Q_B) = \frac{K^2}{J_a^2} \quad (7.13)$$

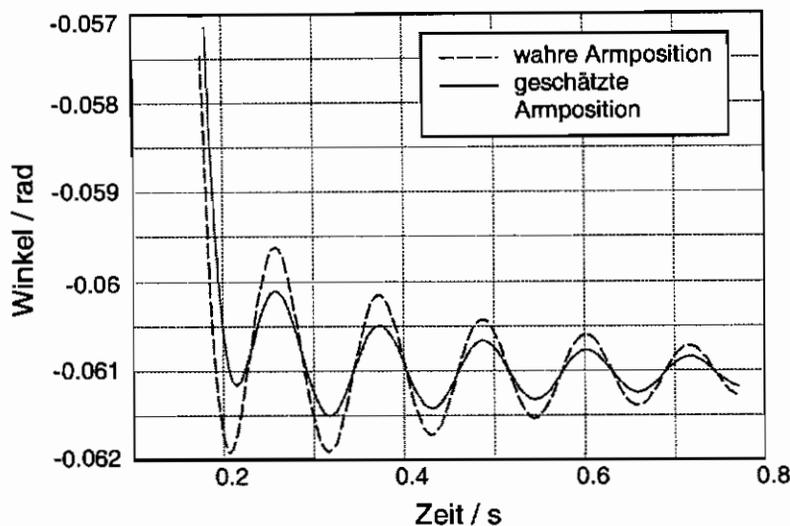
berechnet werden. Die Strecke ist folglich bei realistischen Parametern beobachtbar. Die Gleichung für einen Beobachter dieser reduzierten Strecke lautet:

$$\begin{pmatrix} \dot{\hat{q}}_a \\ \ddot{\hat{q}}_a \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} l_1 \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & 1 + l_1 \frac{\hat{c}_a + \hat{D}}{\hat{J}_a} \\ (l_2 - 1) \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & (l_2 - 1) \frac{\hat{c}_a + \hat{D}}{\hat{J}_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{q}_a \\ \dot{\hat{q}}_a \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -l_1 \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & -l_1 \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} \\ (1 - l_2) \frac{\hat{K}}{\hat{J}_a} & (1 - l_2) \frac{\hat{D}}{\hat{J}_a} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} q_m \\ \dot{q}_m \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} y_M \quad (7.14)$$

Zur Berechnung der Matrixelemente sind jetzt nur noch 3 Divisionen, 4 Multiplikationen und 2 Additionen erforderlich. Dieser Beobachter ist damit, bei geeigneter Diskretisierung, noch realisierbar.

Das Problem der Abhängigkeit der Beobachtermatrix von der Armträgheit J_a läßt sich aber auch mit diesem Ansatz nicht beseitigen. Es wurde deshalb getestet, ob sich der Beobachter mit einem mittleren Trägheitsmoment so auslegen läßt, daß für den ganzen Wertebereich von J_a ein befriedigendes Ergebnis erzielt wird.

Abbildung 7.4 zeigt den Vergleich zwischen der Armposition beim linearen System und dem geschätzten Wert, wenn das Armträgheitsmoment um 50% vom realen Wert abweicht.



Man erkennt vor allem am Anfang des Einschwingvorgangs deutliche Unterschiede. J_a kann sich aber, wie in Kapitel 6.1 gezeigt, in einem noch größeren Wertebereich ändern als hier simuliert. Damit liefert der Beobachter selbst bei der Beobachtung des linearen System kein zufriedenstellendes Verhalten.

Abbildung 7.4: Geschätzte Armposition beim Einschwingen bei um 50% falschem J_a

7.1.4 Bewertung

Das wesentliche Problem der bisher besprochenen Beobachter bleibt bestehen: für eine gute Schätzung der Zustände muß die Armträgheit J_a möglichst genau bekannt sein. Diese Bedingung ist, wie bereits gezeigt, momentan nicht erfüllbar.

7.2 Modifizierter Beobachter

In diesem Abschnitt wird unter Ausnutzung der bei einem vollständigen Zustandsbeobachter durch mehrere Meßwerte entstandenen Redundanz ein Beobachter entworfen, der keine Informationen über die Armträgheit mehr benötigt.

7.2.1 Entwurf

Für den modifizierten Beobachter wird der Meßvektor in zwei Teile getrennt. Damit lauten die Gleichungen der Strecke:

$$\dot{\underline{x}}_S = A_S \underline{x}_S + B_S u_S + B_Z z_S \quad (7.15)$$

$$y_S = C_S \underline{x}_S \quad (7.16)$$

$$\underline{y}_{M1} = C_{M1} \underline{x}_S + C_{Z1} z_S + \underline{z}_{M1} \quad (7.17)$$

$$\underline{y}_{M2} = C_{M2} \underline{x}_S + C_{Z2} z_S + \underline{z}_{M2} \quad (7.18)$$

Während \underline{y}_{M1} weiterhin verwendet wird, um Strecke und Beobachter zu koppeln, sollen mit \underline{y}_{M2} berechnete Zeilen der A-Matrix des Beobachters durch Messungen ersetzt werden. Dazu werden die Beobachtergleichungen zu

$$\dot{\hat{\underline{x}}} = A_M \hat{\underline{x}} + B_M u_s + L(\underline{y}_{M1} - \hat{\underline{y}}_{M1}) + M \underline{y}_{M2} + \hat{B}_Z \hat{z} \quad (7.19)$$

$$\hat{\underline{y}}_{M1} = C_{M M1} \hat{\underline{x}} \quad (7.20)$$

gewählt. Um den Schätzfehler asymptotisch zu Null werden zu lassen, muß die Fehlerdifferentialgleichung, gegeben durch

$$\dot{\tilde{\underline{x}}} = \dot{\underline{x}}_s - \dot{\hat{\underline{x}}}, \quad (7.21)$$

ein stabiles System beschreiben. Setzt man die Streckendifferentialgleichung und die Beobachterdifferentialgleichung in Gleichung 7.21 ein, dann ergibt sich:

$$\dot{\tilde{\underline{x}}} = A_s \underline{x}_s + B_s u_s + B_z z_s - \left[(A_M \hat{\underline{x}} + M \underline{y}_{M2}) + B_M u_s + \hat{B}_z \hat{z} + L(\underline{y}_{M1} - \hat{\underline{y}}_{M1}) \right] \quad (7.22)$$

Nach dem Einsetzen der Ausgangsbeziehungen in Gleichung 7.22 erhält man Gleichung 7.23

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\underline{x}}} = & A_s \underline{x}_s + B_s u_s + B_z z_s - \\ & \left[(A_M \hat{\underline{x}} + M (C_{M2} \underline{x}_s + C_{Z2} z_s + \underline{z}_{M2})) + B_M u_s + \hat{B}_z \hat{z} \right] - \\ & \left[L((C_{M1} \underline{x}_s + C_{Z1} z_s + \underline{z}_{M1}) - \hat{C}_{M1} \hat{\underline{x}}) \right] \end{aligned} \quad (7.23)$$

welche sortiert in Gleichung 7.24 dargestellt wird.

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\underline{x}}} = & (A_s - M C_{M2} - L C_{M1}) \underline{x}_s - (A_M - L \hat{C}_{M1}) \hat{\underline{x}} + (B_s - B_M) u_s + \\ & (B_z - M C_{Z2} - L C_{Z1}) z_s - \hat{B}_z \hat{z} - M \underline{z}_{M2} - L \underline{z}_{M1} \end{aligned} \quad (7.24)$$

Wenn die Matrizen des modifizierten Beobachters so gewählt werden können, daß gilt

$$A_M = A_s - M C_{M2} \quad (7.25)$$

$$B_M = B_s \quad (7.26)$$

$$C_{M M1} = C_{M1}, \quad (7.27)$$

dann entsteht als Fehlerdifferentialgleichung die Gleichung 7.28.

$$\dot{\tilde{\underline{x}}} = (A_s - M C_{M2} - L C_{M1}) \tilde{\underline{x}}_s + (B_z - M C_{Z2} - L C_{Z1}) z_s - \hat{B}_z \hat{z} - M \underline{z}_{M2} - L \underline{z}_{M1} \quad (7.28)$$

Man erkennt, daß bei verschwindenden Störungen der Fehler asymptotisch zu Null wird, wenn die Matrix

$$\hat{A} = (A_S - MC_{M2} - LC_{M1}) = (A_M - LC_{M1}) \quad (7.29)$$

nur Eigenwerte links der imaginären Achse besitzt. Um darüber hinaus den Störeinfluß zu beseitigen, müßte gelten:

$$(B_Z - M\underline{C}_{Z2} - L\underline{C}_{Z1})z_S - M\underline{z}_{M2} - L\underline{z}_{M1} = \hat{B}_Z \hat{z} \quad (7.30)$$

7.2.2 Anwendung für die Roboterachse

Inwieweit es möglich ist, die geforderten Bedingungen beim hier betrachteten System zu erfüllen, soll nun untersucht werden. Bei einer Aufspaltung des Meßvektors in

$$y_{M1} = (0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0) \underline{x}_S + 0 \cdot z_S + z_{M1} \quad (7.31)$$

$$y_{M2} = \left(-\frac{K}{J_a} \quad -\frac{D+c_a}{J_a} \quad \frac{K}{J_a} \quad \frac{D}{J_a} \quad 0 \right) \underline{x}_S + \frac{1}{J_a} \cdot z_S + z_{M2} \quad (7.32)$$

ergibt sich M zu

$$M = \underline{m} = (0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0)^T. \quad (7.33)$$

Damit muß für die Beobachtermatrizen gelten:

$$A_M = A_S - \underline{m} C_{M2} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{K}{J_m} & \frac{D}{J_m} & -\frac{K}{J_m} & -\frac{D+c_m}{J_m} & \frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_{an}} \end{pmatrix} \quad (7.34)$$

$$B_M = B_S = \left(0 \ 0 \ 0 \ 0 \ \frac{1}{T_{an}} \right)^T \quad (7.35)$$

$$\hat{C}_{M1} = C_{M1} = (0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0) \quad (7.36)$$

Man erkennt, daß zur Bestimmung von A_M nicht mehr alle Parameter der Strecke notwendig sind. Insbesondere ist die Beobachtermatrix nicht mehr abhängig von J_a . Das gesetzte Ziel ist damit erreicht.

Betrachtet man den Einfluß von Störungen auf den Beobachter, dann stellt man fest, daß wegen

$$B_z = \underline{m} \underline{C}_{z2} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{J_a} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (7.37)$$

und

$$L \underline{C}_{z1} = 0 \quad (7.38)$$

Störungen der Strecke in der Fehlerdifferentialgleichung des Beobachters nicht mehr auftauchen. Damit erübrigt sich sogar eine Berechnung der durch Achskopplungen entstandenen Störungen, da diese über y_{M2} bereits direkt berücksichtigt werden.

Weil sich die von den Störungen verbleibenden Meßstörungen ohnehin nicht durch eine Schätzung berücksichtigen lassen, wird $B_z=0$ gesetzt.

7.2.3 Verhalten des Beobachters bei einem Offset des Beschleunigungssignals

Ein kritischer Punkt bei der Verwendung des Beschleunigungssensors war bisher das Verhalten der Regler bei einer konstanten Störung. Deshalb soll nun untersucht werden, welche Fehler der Beobachter durch einen Offset des Beschleunigungsmeßwertes erzeugt. Wegen der Zustandsstabilität des Beobachters bei einer geeignet ausgelegten Verstärkungsmatrix L kann der Beobachter durch eine konstante Störung nicht instabil werden. Damit ist nur noch die Größe der entstehenden Fehler interessant. Um diese zu bestimmen, wird die Beobachtergleichung als erstes ausgeschrieben.

$$\dot{\hat{x}} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & -l_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -l_3 & 1 & 0 \\ \frac{K}{J_m} & \frac{D}{J_m} & -\frac{K}{J_m} - l_4 & -\frac{D+c_m}{J_m} & \frac{1}{J_m} \\ 0 & 0 & -l_5 & 0 & -\frac{1}{T_{an}} \end{pmatrix} \hat{x} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_{an}} \end{pmatrix} u_s + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \\ l_3 \\ l_4 \\ l_5 \end{pmatrix} y_{M1} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} y_{M2} \quad (7.39)$$

Zunächst wird der Beobachter allein betrachtet, das heißt:

$$u_s \neq f(\hat{x}) \quad , \quad y_{M1} \neq f(\hat{x}) \quad \text{und} \quad y_{M2} \neq f(\hat{x}) \quad (7.40)$$

Unter Verwendung der Beobachtergleichung können die Übertragungsfunktionen von y_{M2} zu den geschätzten Zuständen durch

$$\underline{F} = (sI - \hat{A})\underline{m} \quad (7.41)$$

berechnet werden. Ein Offset des Beschleunigungssensors, welcher als eine sprungförmige Störung angenommen werden kann, wirkt sich gemäß

$$\underline{\hat{X}}(s) = \underline{F}(s)Y_{M2}(s) = \underline{F}(s)\frac{1}{s} \quad (7.42)$$

auf die geschätzten Zustände aus. Für t gegen unendlich ergibt sich damit der Vektor der Schätzgrößen nach Gleichung 7.43.

$$\lim_{s \rightarrow +0} s \underline{\hat{X}}(s) = \lim_{s \rightarrow +0} \underline{F}(s) = \begin{pmatrix} \frac{l_3(D + c_m) + K + l_4 J_m + l_5 T_{an} - l_1 D}{l_2 K} \\ \frac{l_1}{l_2} \\ \frac{1}{l_2} \\ \frac{l_3}{l_2} \\ \frac{l_5 T_{an}}{l_2} \end{pmatrix} \quad (7.43)$$

Man erkennt, daß für l_2 ungleich 0 nur begrenzte Fehler entstehen. Die Größe der Fehler hängt erwartungsgemäß stark von der L-Matrix ab. Bei der Auslegung des Beobachters sollte deshalb die erforderliche Filterwirkung, insbesondere gegenüber den gerade untersuchten Offsetstörungen, mit berücksichtigt werden.

7.2.4 Berechnung der Beobachterverstärkungen

Da die Strecke bei Messung der Motorposition vollständig beobachtbar ist und die Motorposition hier im Sinne einer Fehlerrückführung verwendet wird, ist volle Polverschiebungsfreiheit vorhanden. Wird ein Wunschpolynom für die Polverteilung gemäß

$$P_{soll} = (s + p_1)(s + p_2)(s + p_3)(s + p_4)(s + p_5) \quad (7.44)$$

vorgegeben, dann lassen sich die zur Realisierung notwendigen Verstärkungen mit den Gleichungen 7.45 bis 7.49 bestimmen.

$$l_1 = \frac{-J_m T_{an} \left((D + T_{an} K) \prod_{i=1}^5 p_i - K \sum_{i=1}^5 \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^5 p_j \right)}{K^2} \quad (7.45)$$

$$l_2 = \frac{J_m T_{an} \prod_{i=1}^5 p_i}{K} \quad (7.46)$$

$$l_3 = \frac{J_m T_{an} \sum_{i=1}^5 p_i - T_{an} (D + c_m) - J_m}{J_m T_{an}} \quad (7.47)$$

$$l_4 = \frac{T_{an}^2 \sum_{i=1}^4 \left(p_i \sum_{j=i+1}^5 p_j \right) - T_{an} \sum_{i=1}^5 p_{i+1}}{T_{an}^2} + \frac{(D + c_m)^2 - J_m \left(K + (D + c_m) \sum_{i=1}^5 p_i \right)}{J_m^2} + \frac{J_m T_{an} (D + c_m)}{J_m^2 T_{an}^2} \quad (7.48)$$

$$l_5 = \frac{T_{an}^5 \sum_{i=1}^5 p_i - T_{an}^4 \sum_{i=1}^5 \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^5 p_j + T_{an}^3 \sum_{i=1}^4 \sum_{\substack{j=i+1 \\ k \neq j}}^5 \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^5 p_k - T_{an}^2 \sum_{i=1}^4 p_i \sum_{j=i+1}^5 p_j + T_{an} \sum_{i=1}^5 p_i - J_m}{T_{an}^3} \quad (7.49)$$

Die Vorgabe der Polstellen kann entsprechend der gewünschten Eigenschaften des Beobachters, wie z.B. schnelles Einschwingen und gute Filterwirkung, erfolgen.

7.2.5 Separierbarkeit

Bei der Polvorgabe für den Beobachter stellt sich die Frage, ob die Pole des Beobachters und die Pole der geregelten Strecke bei der Verwendung des Beobachters im Regelkreis erhalten bleiben. Zu untersuchen ist damit, ob das für den Luenberger Beobachter gültige Separationstheorem auch für den modifizierten Beobachter gilt. Dazu wird zunächst die Gleichung des Gesamtsystems aufgestellt.

$$\begin{pmatrix} \dot{\underline{x}}_S \\ \dot{\underline{\hat{x}}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_S & 0 \\ LC_{M1} + MC_{M2} & A_M - LC_{M1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{\hat{x}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_S \\ B_M \end{pmatrix} u_S \quad (7.50)$$

Die Eigenwerte eines Systems ändern sich nicht, wenn eine Koordinatentransformation vorgenommen wird. Deshalb kann die Gleichung auch geschrieben werden als:

$$\begin{pmatrix} \dot{\underline{x}}_S \\ \dot{\underline{\tilde{x}}} + \dot{\underline{x}}_S \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_S & 0 \\ LC_{M1} + MC_{M2} & A_M - LC_{M1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{x}_S \\ \underline{\tilde{x}} + \underline{x}_S \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_S \\ B_M \end{pmatrix} u_S \quad (7.51)$$

Durch Umformungen entstehen Gleichung 7.52 und 7.53:

$$\begin{pmatrix} \dot{\underline{x}}_s \\ \dot{\underline{\tilde{x}}} + \dot{\underline{x}}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ LC_{M1} + MC_{M2} + A_M - LC_{MM1} & A_M - LC_{MM1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{x}_s \\ \underline{\tilde{x}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_s \\ B_M \end{pmatrix} u_s \quad (7.52)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{\underline{x}}_s \\ \dot{\underline{\tilde{x}}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ LC_{M1} + MC_{M2} + A_M - LC_{MM1} - A_s & A_M - LC_{MM1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{x}_s \\ \underline{\tilde{x}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_s \\ B_M - B_s \end{pmatrix} u_s \quad (7.53)$$

Wenn die Beobachtermatrizen entsprechend der Vorgabe für einen asymptotisch verschwindenden Beobachterfehler ausgelegt werden können, dann ist:

$$\begin{pmatrix} \dot{\underline{x}}_s \\ \dot{\underline{\tilde{x}}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_s & 0 \\ 0 & A_M - LC_{MM1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{x}_s \\ \underline{\tilde{x}} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_s \\ 0 \end{pmatrix} u_s \quad (7.54)$$

Man erkennt, daß sich die Pole von Strecke und Beobachter, unabhängig vom Regelgesetz u_s , nicht gegenseitig beeinflussen.

7.2.6 Zusammenfassung der strukturellen Eigenschaften

Für den Beobachter ist vollständige Polverschiebungsfreiheit vorhanden. Damit kann der Zustandsvektor durch geeignete Wahl der L-Matrix asymptotisch exakt geschätzt werden. Für die Schätzung wird keine exakte Kenntnis aller Streckenparameter mehr benötigt. Vor allem ist die, im Betrieb stark schwankende Armträgheit nicht mehr zur Berechnung notwendig. Außerdem werden vorhandene Störungen der Strecke bei der Zustandsschätzung direkt berücksichtigt. Die Separierbarkeit von Strecke und Beobachter bleibt erhalten.

7.2.7 Erweiterung des Beobachters um einen nichtlinearen Teil zur Approximation der Haftreibung

Der dominierende nichtlineare Effekt der Strecke ist die motorseitige Reibung. Eine exakte Nachbildung der Reibkennlinie im Beobachter ist sehr aufwendig und aufgrund der Abhängigkeiten der Reibeffekte von der Temperatur, der Betriebsdauer usw. mit einem nicht adaptiven Modell schwer realisierbar. Um die Reibkennlinie aber zumindest besser anzunähern, wurde der Beobachter um eine zusätzliche nichtlineare Rückführung der Motorgeschwindigkeit erweitert.

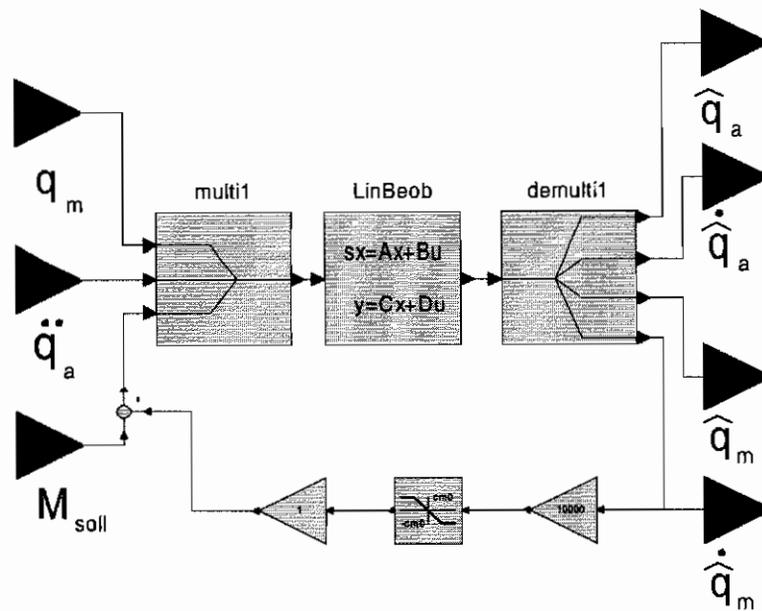


Abbildung 7.5: Modifizierter Beobachter mit nichtlinearer Reibung

Durch diese Erweiterung wird die Reibkennlinie bereits deutlich besser angenähert. Im untersten Geschwindigkeitsbereich ist das Modell allerdings nicht ganz exakt. Insbesondere beim Übergang von Haft- zu Gleitreibung sind in Abbildung 7.6 Unterschiede erkennbar.

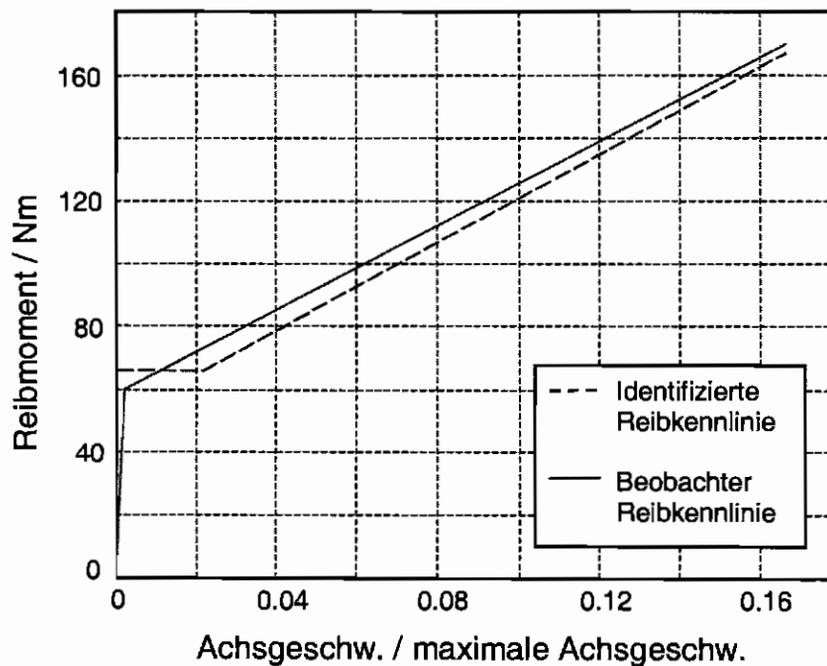


Abbildung 7.6: Reibkennlinien von Identifikation und Beobachter

7.3 Verwendung des modifizierten Beobachters

Im folgenden soll die Qualität der Schätzwerte des in Kapitel 7.2 entworfenen Beobachters untersucht werden und der Beobachter im Regelkreis eingesetzt werden.

7.3.1 Simulationsergebnisse

Um erste Ergebnisse für den entworfenen Beobachter zu erhalten, wurde ein Modell in Dymola programmiert. Dieses wird in den folgenden Simulationen verwendet, um die Zustände der vollständigen, nichtlinearen Strecke zu schätzen. Bei der Bestimmung der Beobachterpole hat sich die Wahl von $l_5=0$ und einer vierfachen Polstelle auf der reellen Achse zur Vermeidung von Überschwingen des Beobachters bewährt. Wird der Realteil der vierfachen Polstelle so eingestellt, daß ein schnelles Einschwingen und eine akzeptable Filterwirkung erreicht wird, dann liefert der Beobachter die folgenden Schätzungen der abtriebsseitigen Zustände.

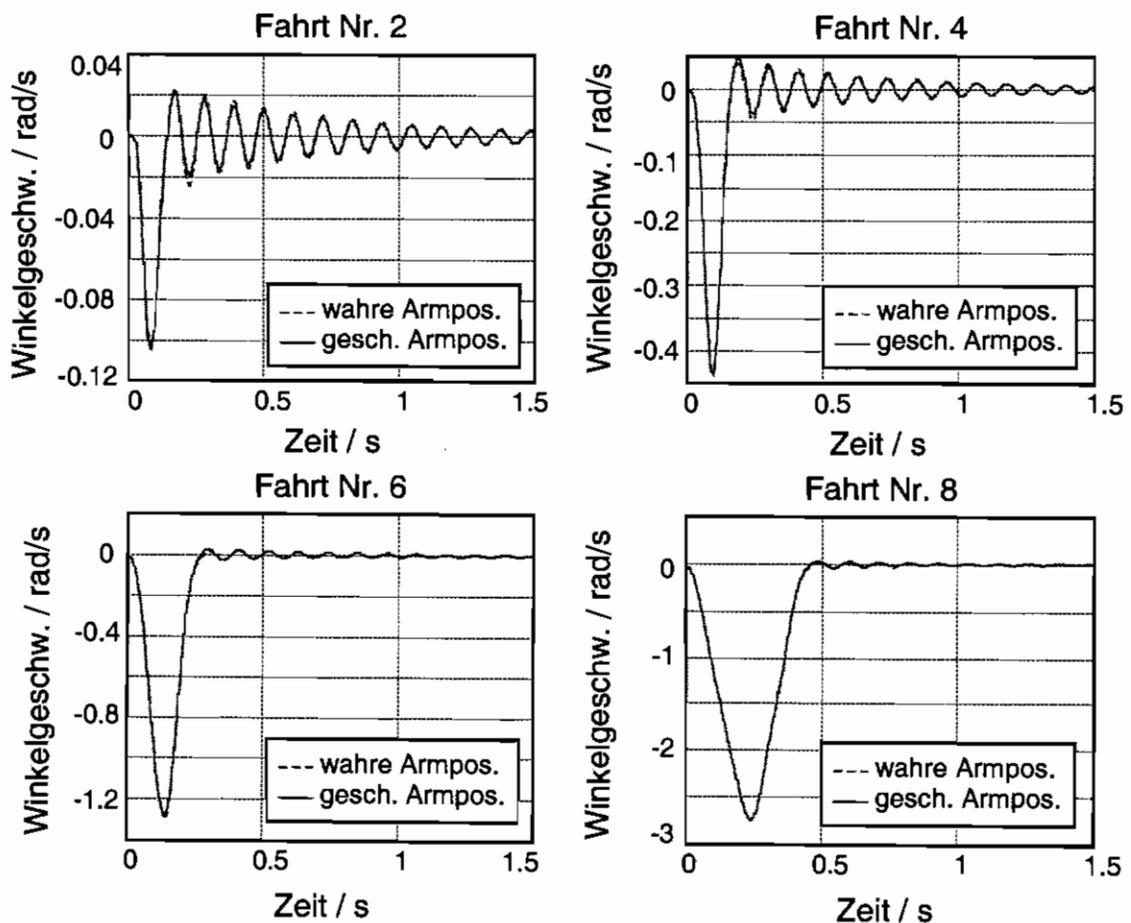


Abbildung 7.7: Vergleich zwischen geschätzter und wahrer Armgeschwindigkeit während der gesamten Fahrt

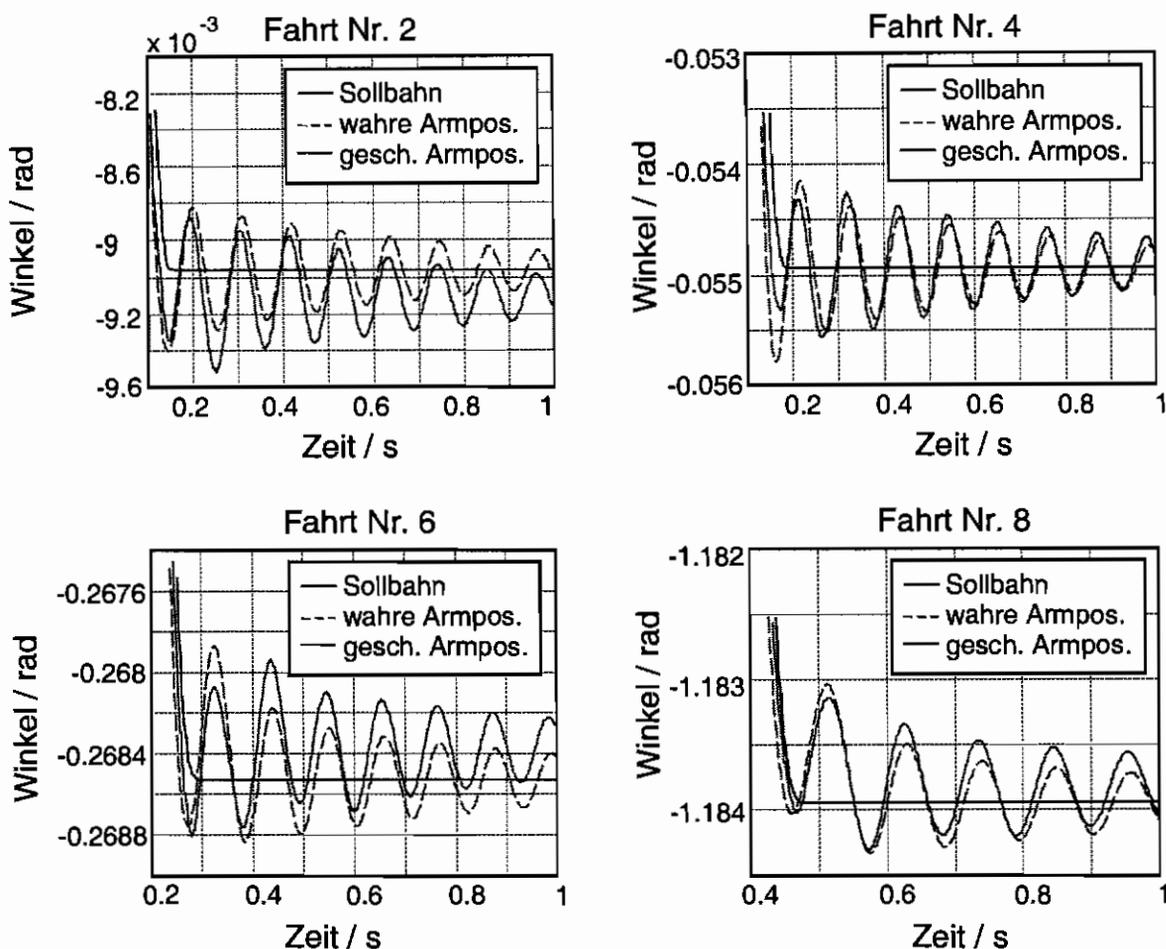


Abbildung 7.8: Vergleich zwischen geschätzter und wahrer Armposition beim Einschwingen

Man erkennt in Abbildung 7.7, daß die Armgeschwindigkeit sehr gut wiedergegeben wird. Die Schätzung der Armposition ist dagegen etwas schlechter, vor allem kann ein von Fahrt zu Fahrt unterschiedlicher Versatz gegenüber den wahren Werten festgestellt werden. Dieser entsteht, weil die Haftreibung im Beobachter nicht exakt berücksichtigt wird. Der Regler gibt über seinen Integralanteil ein Stellmoment vor, von dem ein Teil aufgrund der Haftreibung an der Strecke wirkungslos bleibt. Im Beobachter führt dieses Moment aber entsprechend den gewählten Verstärkungen zu einem bleibenden Fehler.

Da für die Dämpfung der abtriebsseitigen Schwingung, wie in Kapitel 6.3 gezeigt, vor allem die Armgeschwindigkeit, welche sehr gut beobachtet wird, maßgeblich ist, sind diese Ergebnisse für eine Rückführung der geschätzten Armgeschwindigkeit erfolversprechend. Deshalb wurde der Beobachter in den Regler des Roboters programmiert.

7.3.2 Diskretisierung

Damit der Beobachter auf dem Roboter realisiert werden kann, muß er diskretisiert werden. Wegen der geringen zur Verfügung stehenden Rechenzeit wurde dazu das Euler-vorwärts Verfahren verwendet. Dabei wird das Differential durch den Differenzenquotienten gemäß

$$\dot{\underline{x}}_k \approx \frac{\underline{x}_{k+1} - \underline{x}_k}{h} \quad (7.55)$$

approximiert. Durch diese Näherung ergibt sich das Gleichungssystem für den diskreten Beobachter zu:

$$\hat{\underline{x}}_{k+1} = \hat{A}_D \hat{\underline{x}}_k + \hat{B}_D u_{Sk} + L_D y_{M1k} + M_D y_{M2k} \quad (7.56)$$

$$\hat{A}_D = \begin{pmatrix} 1 & h & -hl_1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -hl_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1-hl_3 & h & 0 \\ h \frac{K}{J_m} & h \frac{D}{J_m} & -h \left(\frac{K}{J_m} + l_4 \right) & 1-h \frac{D+c_m}{J_m} & \frac{h}{J_m} \\ 0 & 0 & -hl_5 & 0 & 1-\frac{h}{T_m} \end{pmatrix} \quad (7.57)$$

$$\hat{B}_D = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{h}{T_m} \end{pmatrix}^T, \quad L_D = hL, \quad M_D = hM \quad (7.58)$$

Da das Euler-vorwärts Verfahren ein stabiles kontinuierliches System nur bei genügend kleiner Abtastzeit h auf ein stabiles diskretes System abbildet, muß noch geprüft werden, ob die Eigenwerte der diskreten Beobachtermatrix \hat{A}_D innerhalb des Einheitskreises liegen. Da h gegenüber den Zeitkonstanten des Systems klein ist, treten mit den Parametern der vorliegenden Strecke keine Probleme auf. Durch die Diskretisierung entstehen jedoch zusätzliche Randbedingungen an die Verstärkungsmatrix L . Die Pole des Beobachters dürfen nun nicht mehr beliebig verschoben werden. Werden die Beobachterpole aber entsprechend eines guten Kompromisses zwischen schnellem Einschwingen und guter Filterwirkung eingestellt, dann ist auch der diskretisierte Beobachter stabil.

7.3.3 Reglerstruktur mit Beobachter

Im ersten Schritt wurde die Regelung wiederum um eine Rückführung der Armgeschwindigkeit erweitert, welche aber nun durch den Beobachter zur Verfügung gestellt wird. Das Regelgesetz lautet damit:

$$M_{soll} = \left(k_{LR}(w - q_m) + \dot{w} - \hat{q}_m \right) k_{DR} + \frac{k_{DR}}{T_i} \int \left(k_{LR}(w - q_m) + \dot{w} - \hat{q}_m \right) dt + k_{DRA}(\dot{w} - \hat{q}_a) \quad (7.59)$$

Aufgrund dieses Reglers ergibt sich die Reglerstruktur gemäß Abbildung 7.9.

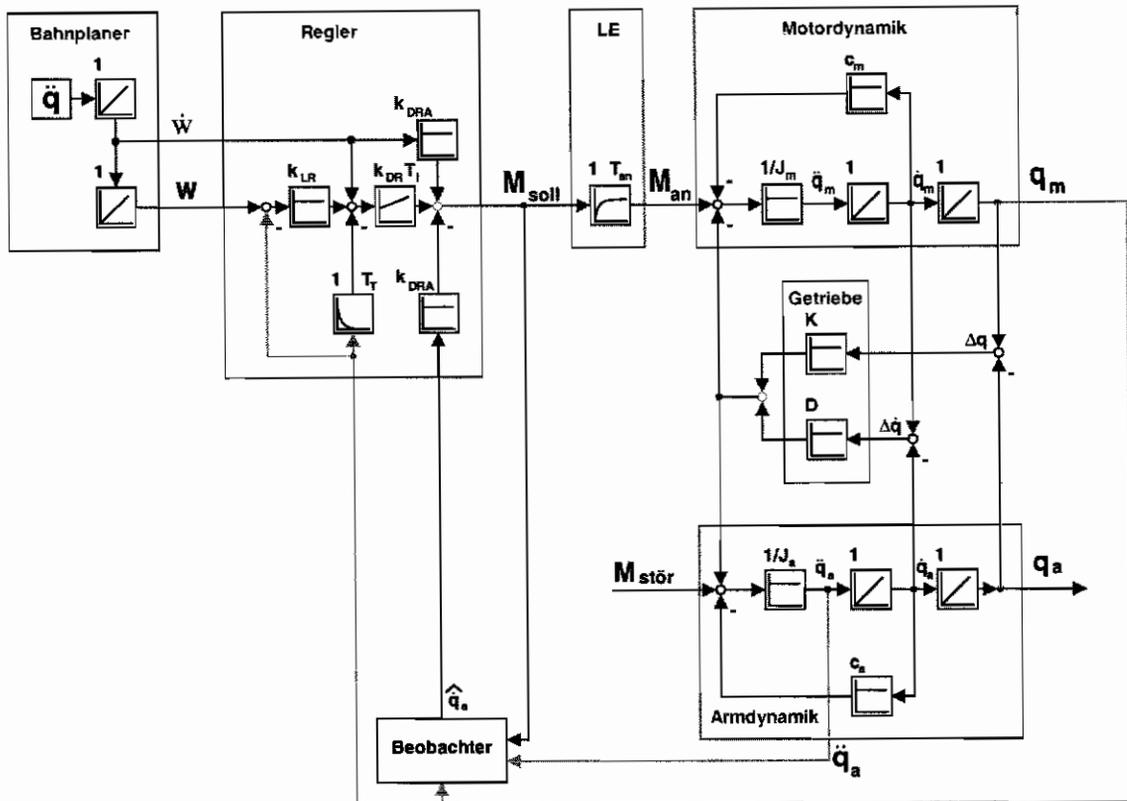


Abbildung 7.9: Reglerstruktur mit Verwendung der geschätzten Armgeschwindigkeit

7.3.4 Meßergebnisse am Roboter

Bei der Einstellung des Reglers konnte, aufgrund der Versuche mit den I- und PT_1 -Reglererweiterungen, auf Parameter aus diesen Versuchen zurückgegriffen werden. Die Beobacherverstärkungen wurden entsprechend den in der Simulation bestimmten Verstärkungen gewählt. Mit diesen Parametern konnte am Roboter ein Einschwingverhalten entsprechend Abbildung 7.10 erreicht werden.

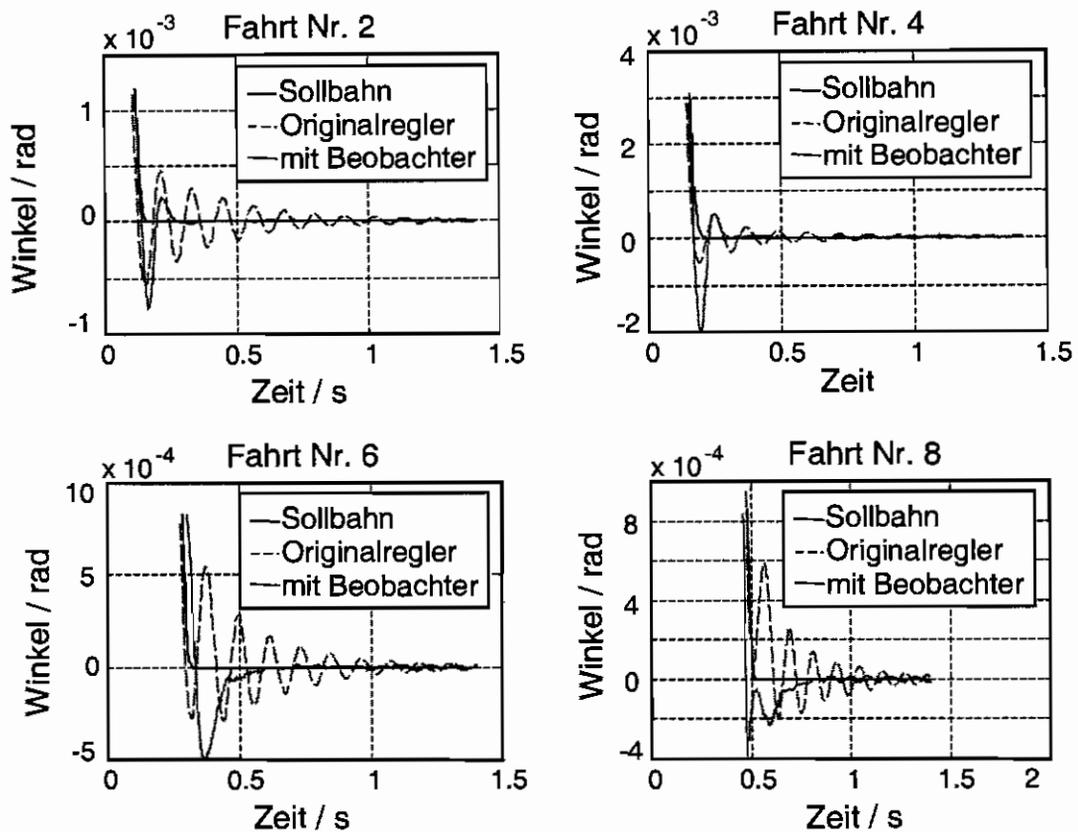


Abbildung 7.10: Einschwingverhalten des Roboters mit Beobachter

Bei den in Abbildung 7.10 gezeigten Versuchen wurde eine veränderte Schaltung zum Einlesen der Meßwerte verwendet. Diese war jedoch noch nicht korrekt an den Meßbereich angepaßt. Vor allem wurden sehr hohe Beschleunigungsmeßwerte abgeschnitten. Das heißt bei großen Meßwerten, wie sie z.B. in Bahn acht auftreten, wird ein falsches Beschleunigungssignal an den Beobachter geliefert. Wie man an Bahn acht erkennen kann, liefert die Regelung mit Beobachter aber selbst bei schlechten Sensorsignalen noch brauchbare Ergebnisse. Insgesamt kann eine deutlich verbesserte Dämpfung festgestellt werden. Allerdings ist, wie in den bisherigen Ergebnissen, auch hier ein starkes Überschwingen vorhanden. Das Ziel, die Positionierzeit zu verkleinern, ist aber erreicht.

7.4 Kurzzusammenfassung

Es konnte ein Beobachter entworfen werden, der unter Verwendung des gemessenen Beschleunigungssignals, eine gute Schätzung der Armgeschwindigkeit ermöglicht. Durch die Einbindung des Beobachters in den Regelkreis konnte die Dämpfung insgesamt deutlich verbessert werden. Weitere Versuche zum Einsatz des Beobachters, wie beispielsweise eine vollständige Zustandsrückführung zur Reduzierung des ersten Unterschwingens, konnten nicht mehr durchgeführt werden, weil der Roboter zu diesem Zeitpunkt nicht mehr zur Verfügung stand.

Kapitel 8

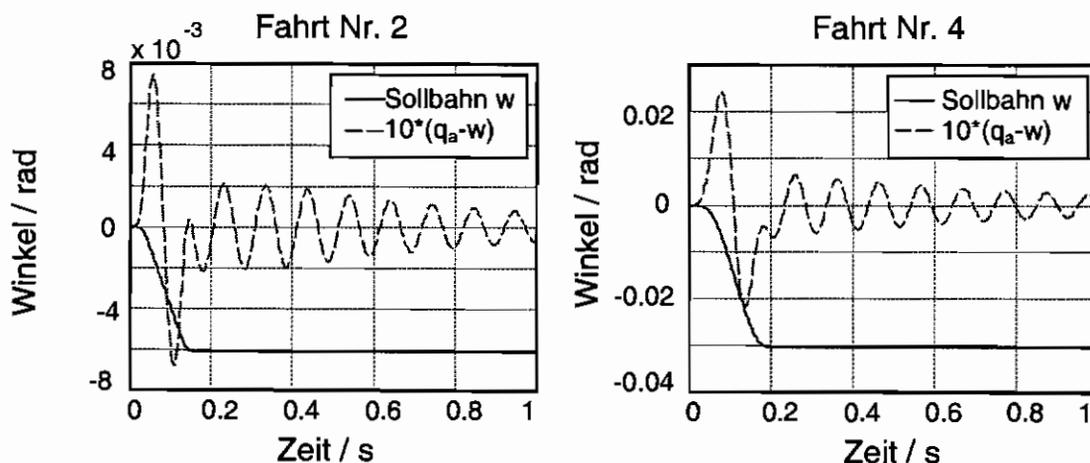
Bahnplanung

In diesem Kapitel wird auf die Planung konsistenter Führungsgrößen eingegangen und ein Ansatz zur Implementierung am Roboter vorgestellt.

8.1 Problem der Führungsgrößen für ein elastisches System

Nachdem die bisherigen Kapitel vor allem der Stabilität und dem Dämpfungsverhalten, also den Polen des Systems gewidmet waren, soll jetzt das Führungsverhalten untersucht werden. Betrachtet man die bisher durchgeführten Fahrten, dann fällt auf, daß der Einschwingvorgang des Armes hauptsächlich durch ein erstes, starkes Überschwingen charakterisiert ist, welches im Anschluß entsprechend den Systemeigenschaften abklingt. Dieses Überschwingen entsteht, weil die Sollbahn, entlang welcher der Roboter geführt wird, für einen starren Roboter berechnet ist.

Da beim Originalregler nur die Motorseite geregelt wird, bedeutet das, daß die Motorposition der kommandierten Bahn folgt. Aus der Tatsache, daß bei einem elastischen Antriebsstrang Momente auf die Abtriebsseite nur durch Lage- und Geschwindigkeitsdifferenzen zur Motorseite entstehen können folgt, daß sich die Bahn des Armes von der kommandierten Bahn unterscheidet. Insbesondere hängt der Arm bei einer Motorbeschleunigung nach und schlägt beim Abbremsen des Motors über die Sollage hinaus.



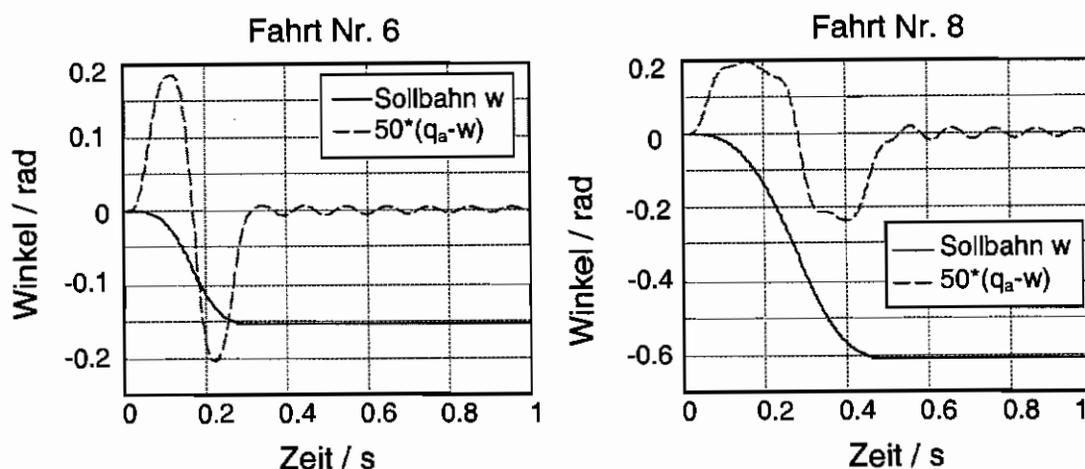


Abbildung 8.1: Abtriebsseitige Abweichungen von der Sollbahn während der gesamten Fahrt bei exakter antriebsseitiger Einhaltung der Sollbahn

Auf diese Weise entsteht das beobachtete Überschwingen. Bei der Erweiterung der Regelung um einen abtriebsseitigen Anteil wurden bisher stets die Führungsgrößen des Antriebes verwendet. Motor und Arm hatten somit während der gesamten Fahrt die gleiche Solllage und Sollgeschwindigkeit. Für die Istlagen und Istgeschwindigkeiten ist das aber, wie bereits erklärt, physikalisch nicht möglich.

8.2 Lösungsansatz

Es muß also eine Möglichkeit gefunden werden, konsistente Führungsgrößen zu erzeugen. Dies geschieht am besten dadurch, daß die bisherige Führungsgröße als abtriebsseitige Sollgröße aufgefaßt wird, was die Forderung nach einer abtriebseitigen Bahn ohne Überschwingen erfüllt. Dazu muß noch eine konsistente Sollbahn für den Motor gefunden werden.

8.2.1 Inverses Modell

Eine zur abtriebsseitigen Sollbahn konsistente antriebsseitige Sollbahn kann über das inverse Modell der Strecke zwischen Motorposition und Armposition berechnet werden. Dazu wird anhand des Blockschaltbildes die Übertragungsfunktion von der Motorposition zur Armposition aufgestellt. Bei PTP-Bewegungen sind die Anfangsgeschwindigkeiten Null. Bei der ersten Achse sind außerdem im eingeschwungenen Zustand die Anfangspositionen von Arm und Motor identisch. Damit wird die Übertragungsfunktion von der Motorposition zur Armposition:

$$\frac{q_a}{q_m} = \frac{Ds + K}{J_a s^2 + (c_a + D)s + K} \quad (8.1)$$

Durch Umstellen erhält man ein Filter für die Motorbahn in Abhängigkeit der Armbahn:

$$q_m = \frac{J_a s^2 + c_a s}{D s + K} q_a + q_a \quad (8.2)$$

Gleichung 8.2 kann auch dargestellt werden als:

$$q_m = \frac{J_a}{D s + K} \ddot{q}_a + \frac{c_a}{D s + K} \dot{q}_a + q_a \quad (8.3)$$

Lage, Geschwindigkeit und Beschleunigung des Armes werden prinzipiell von der Steuerung bereitgestellt.

Die bisherige Planung der Bahn erfolgt in zwei Schritten: zuerst wird am starren Roboter eine zeitoptimale Sollbahn geplant. Anschließend erfolgt eine Glättung der berechneten Bahn mit einem gleitenden Mittelwertfilter, damit die abtriebsseitigen Schwingungen nicht so stark angeregt werden. Auf diese geglättete Bahn wird nun das Filter für die Umrechnung auf die Antriebsseite angewendet. Die zeitoptimale Sollbahn, das geglättete Signal und das Ergebnis der Filterung sind in Abbildung 8.2 dargestellt.

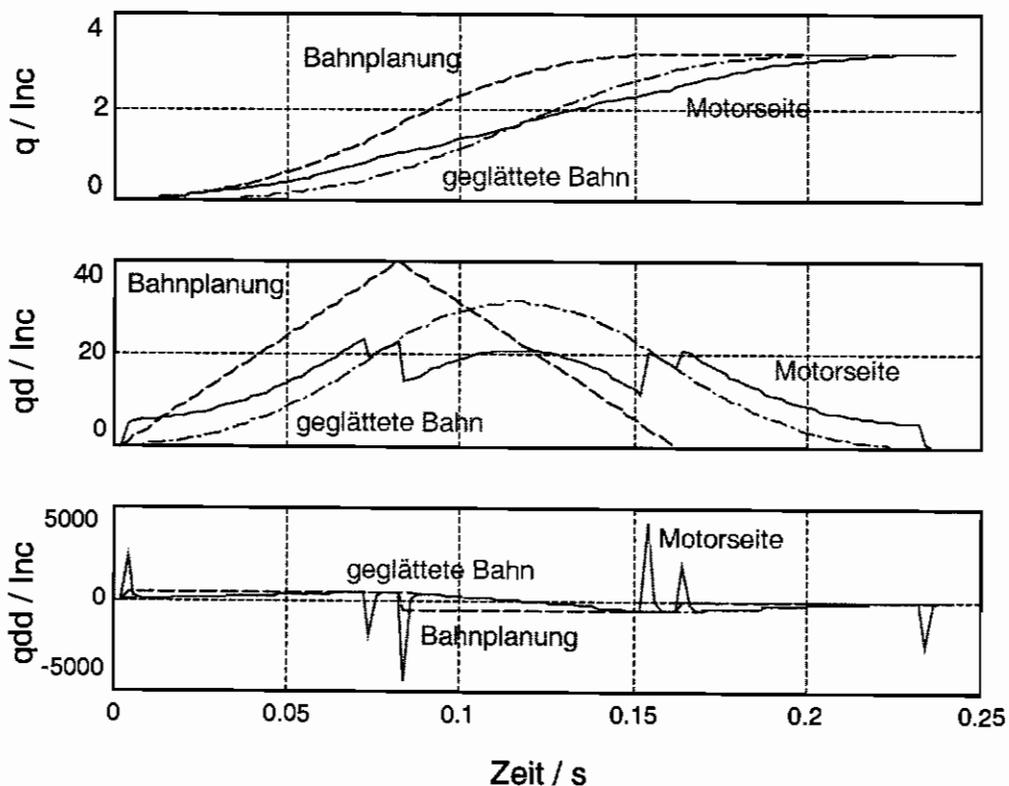


Abbildung 8.2: Sollgrößen der Bahnplanung, geglättete Sollgrößen und Umrechnung auf die Motorseite durch das Filter der inversen Dynamik

Während die Sollposition des Motors noch realistisch aussieht, erkennt man in der Sollgeschwindigkeit bereits große Sprünge. Diese führen in der Sollbeschleunigung zu extremen Spitzen, welche der Motor schon wegen seiner Stellgrößenbeschränkungen nicht realisieren kann. Das bedeutet, daß der Roboter nicht in der Lage ist, die für starre Antriebsstränge geplante Bahn abtriebsseitig zu fahren. Damit ist eigentlich eine komplett neue Bahnplanung erforderlich.

8.2.2 Untersuchung der geplanten Bahn

Die bisherige Bahnplanung berechnet eine zeitoptimale Bahn für den starren Roboter auf der Grundlage der Roboterdynamik und der Beschränkungen des Antriebsstranges. Für einen elastischen Antriebsstrang ist zur Berechnung der zeitoptimalen Bahn unter Einhaltung der Beschränkungen das folgende Problem zu lösen:

Finde Bahnen $q_a(t)$ und $q_m(t)$, welche unter Einhaltung der Randbedingungen

$$q_a(t=t_0)=q_{a0} \quad \dot{q}_a(t=t_0)=0 \quad q_a(t \geq t_E)=q_{aE} \quad \dot{q}_a(t \geq t_E)=0 \quad (8.4)$$

$$M_{an} \leq M_{anMax} \quad \forall t \quad (8.5)$$

$$\dot{q}_m \leq \dot{q}_{mMax} \quad \forall t \quad (8.6)$$

t_E minimieren. Für das vom Motor erzeugte Moment gilt:

$$M_{an} = J_m \ddot{q}_m + c_m \dot{q}_m + K(q_m - q_a) + D(\dot{q}_m - \dot{q}_a) \quad (8.7)$$

Die motorseitigen Größen in Gleichung 8.5 und 8.6 können mit Gleichung 8.8 eliminiert werden.

$$q_m = \frac{J_a s^2 + c_a s}{D s + K} q_a + q_a \quad (8.8)$$

Damit läßt sich die Geschwindigkeitsbeschränkung abtriebsseitig unter Vernachlässigung der Anfangsbedingungen als

$$\frac{(b_{\dot{q}_3} s^3 + b_{\dot{q}_2} s^2 + b_{\dot{q}_1} s) q_a}{a_{\dot{q}_1} s + a_{\dot{q}_0}} \leq \dot{q}_{mMax} \quad (8.9)$$

mit den Koeffizienten

$$\begin{aligned} b_{\dot{q}_3} &= J_a & b_{\dot{q}_2} &= c_a + D & b_{\dot{q}_1} &= K \\ a_{\dot{q}_1} &= D & a_{\dot{q}_0} &= K \end{aligned} \quad (8.10)$$

und die Momentenbeschränkung abtriebsseitig als

$$\frac{(b_{M4}s^4 + b_{M3}s^3 + b_{M2}s^2 + b_{M1}s)q_a}{a_{M1}s + a_{M0}} \leq M_{eMax} \quad (8.11)$$

mit den Koeffizienten

$$\begin{aligned} b_{M4} &= J_m J_a \\ b_{M3} &= J_m c_a + J_m D + J_a D + J_a c_m \\ b_{M2} &= J_m K + J_a K + D c_a + c_m c_a + D c_m \\ b_{M1} &= K c_a + K c_m \\ a_{M1} &= D \\ a_{M0} &= K \end{aligned} \quad (8.12)$$

schreiben. In der Gleichung der Momentenbeschränkung 8.11 tritt die vierte Ableitung von q_a auf. Das heißt, daß q_a vier mal differenziert werden muß. Wenn q_a nur zweimal stetig differenzierbar ist, dann kann es in der dritten Ableitung von q_a Unstetigkeiten geben. Diese führen in der vierten Ableitung zu Dirac-Impulsen, welche nicht beschränkt sind. Aus diesem Grund muß q_a mindestens dreimal stetig differenzierbar sein.

Diese Bedingung ist bei der bisher verwendeten Sollbahn nicht erfüllt. Sie ist ohne Glättung mit dem Mittelwertfilter lediglich einmal und mit Mittelwertfilter zweimal stetig differenzierbar.

8.2.3 Glättung mit einem Hanning-Fenster

Die Planung einer zeitoptimalen Bahn des elastischen Roboters für die PTP-Bewegungen ist sehr schwer in Echtzeit zu realisieren. Da aber die Quellen der Bahnplanung für die Arbeit ohnehin nicht zur Verfügung standen, mußte eine andere Möglichkeit gefunden werden.

Die wesentliche Anforderung war eine öfter differenzierbare Sollbahn für die Abtriebsseite. Diese muß sich, da zur Planung kein Zugang besteht, durch ein zusätzliches Filter zwischen Bahnplanung und Regler erreichen lassen.

Eine weitere Forderung an die Sollbahn ist, daß sie in beschränkter Zeit ihren Endwert erreicht. Damit scheidet IIR-Filter, wie zum Beispiel das zur Glättung geeignete PT_2 -Filter, als Vorfilter aus. Gesucht ist damit ein FIR-Filter, welches eine weichere Sollbahn erzeugt.

In der Nachrichtentechnik sind viele dieser Filter mit verschiedenen Eigenschaften bekannt. Die hier wichtige Forderung nach der Erhöhung der Differenzenordnung wird am besten von einem FIR-Filter nach Hanning erfüllt, weil dieses den glattesten Verlauf hat. Um keine zusätzliche Zeitverzögerung zu verursachen, wird das bisher verwendete gleitende Mittelwertfilter durch ein Hanning-Filter gleicher Länge ersetzt. Die Auswirkungen dieser Änderung auf die Sollbeschleunigung sind in Abbildung 8.3 dargestellt.

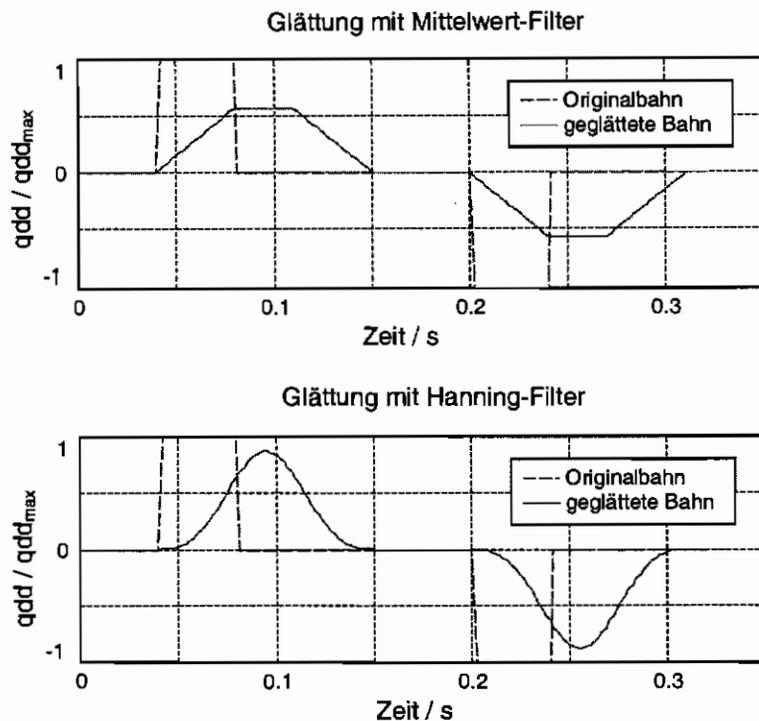


Abbildung 8.3: Vergleich zwischen Mittelwert- und Hanningfilter

Man sieht, daß durch das neue Vorfilter die nichtdifferenzierbaren Stellen in der Bahn verschwunden sind. Es entsteht eine glattere Bahn, welche allerdings höhere Maximalwerte hat. Mit dem neuen Filter werden die in Abbildung 8.4 dargestellten Sollgrößen erzeugt.

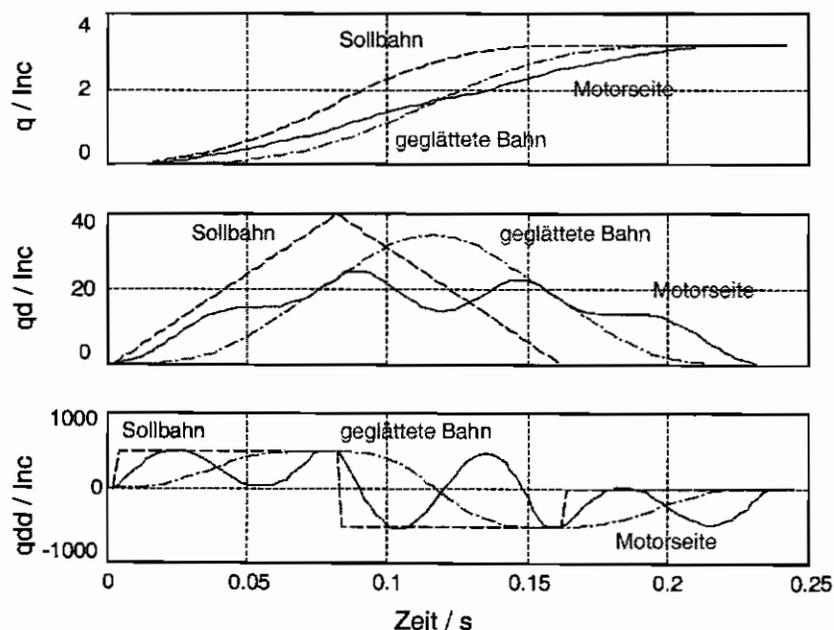


Abbildung 8.4: Sollgrößen bei Anwendung des inversen Dynamik Filters auf die mit dem Hanning-Filter geglättete Sollbahn

Die Sollpositionen unterscheiden sich nur sehr wenig von den Sollpositionen bei Verwendung des Mittelwertfilters. Dagegen ist die Sollgeschwindigkeitskurve bereits sehr viel glatter. Dies führt dazu, daß motorseitig nur noch deutlich kleinere Beschleunigungen nötig sind. Damit können die Stellgrößenbeschränkungen des Motors besser eingehalten werden.

8.2.4 Simulationsergebnisse

Um die Wirksamkeit der Kombination von Bahnglättung und Berechnung der Führungsgrößen über die inverse Dynamik zu testen, wurden mit dem Dymola Robotermodell Simulationen für das Einschwingverhalten durchgeführt. Für diese Untersuchungen wurde der Regler mit Beobachter und Armgeschwindigkeitsrückführung sowie das nichtlineare Modell verwendet. In Abbildung 8.5 ist das Einschwingverhalten des Systems mit den bisherigen Führungsgrößen im Vergleich mit den neuen Führungsgrößen dargestellt.

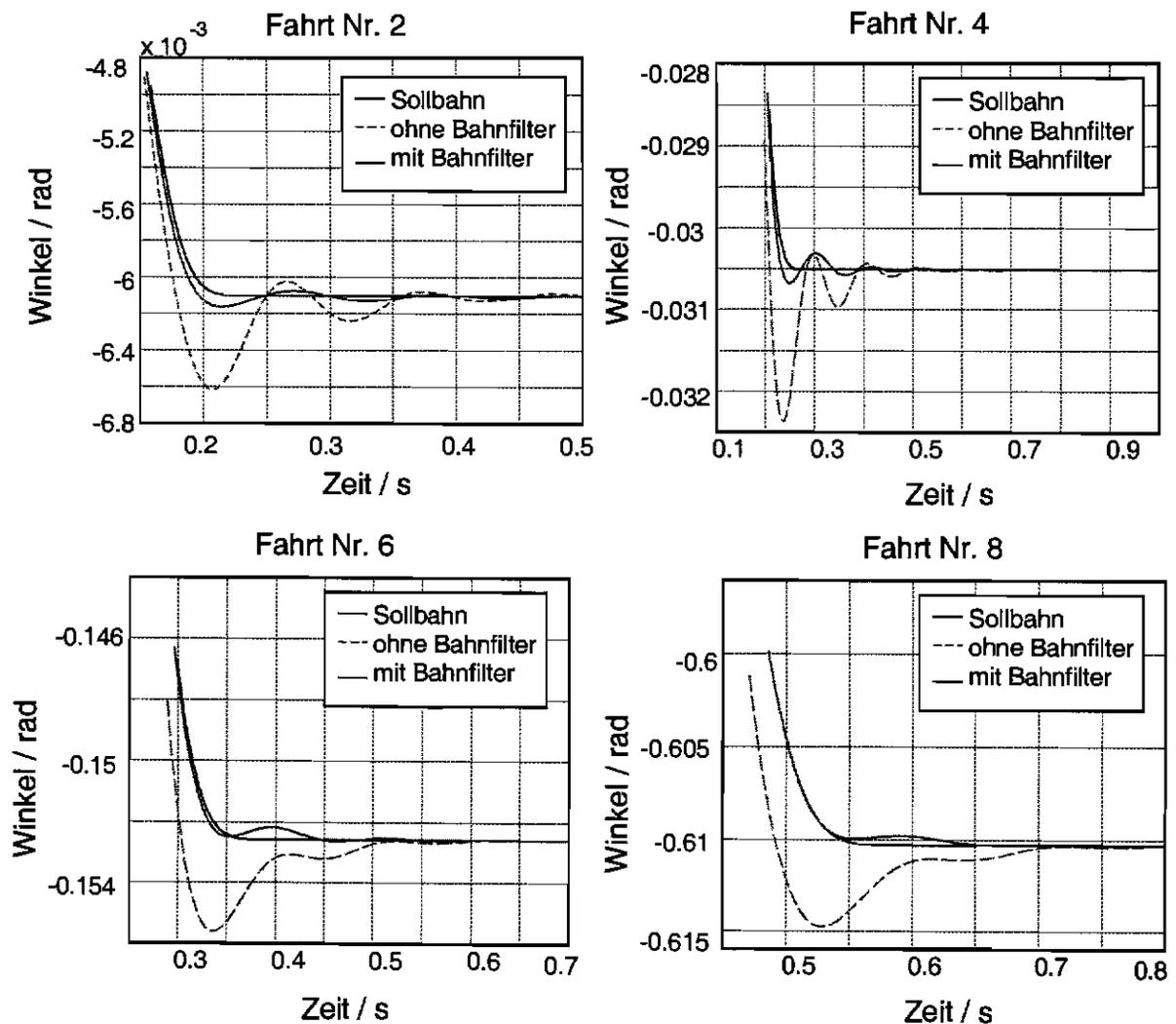


Abbildung 8.5: Vergleich des Einschwingverhaltens bei Verwendung der gefilterten und der ungefilterten Führungsgrößen

Die Simulation zeigt eine sehr deutliche Verbesserung des Einschwingverhaltens durch die optimierten Führungsgrößen. Ein leichtes Einschwingen kann zwar nicht vermieden werden, da das Filter für die inverse Dynamik der Strecke linear, die Strecke aber nichtlinear ist. Außerdem ist der Regler natürlich nicht in der Lage der motorseitigen Lage exakt zu folgen. Es tritt aber trotzdem eine wesentliche Verbesserung der Anfangszustände auf.

8.2.5 Realisierung am Roboter

Aufgrund der guten Simulationsergebnisse mit den Führungsgrößen, die durch das Filter für die inverse Dynamik und Glättung mit dem Hanning-Fenster entstanden sind, wurde versucht, die Ergebnisse auf den Roboter zu übertragen. Hier zeigte sich bei der Realisierung, bedingt durch die Art und Weise wie die Führungsgrößen beim Roboter erzeugt werden, eine Schwierigkeit. Zur Erklärung des Problems wird zunächst näher auf die Übergabe der Sollgrößen von der Robotersteuerung an den Regler eingegangen.

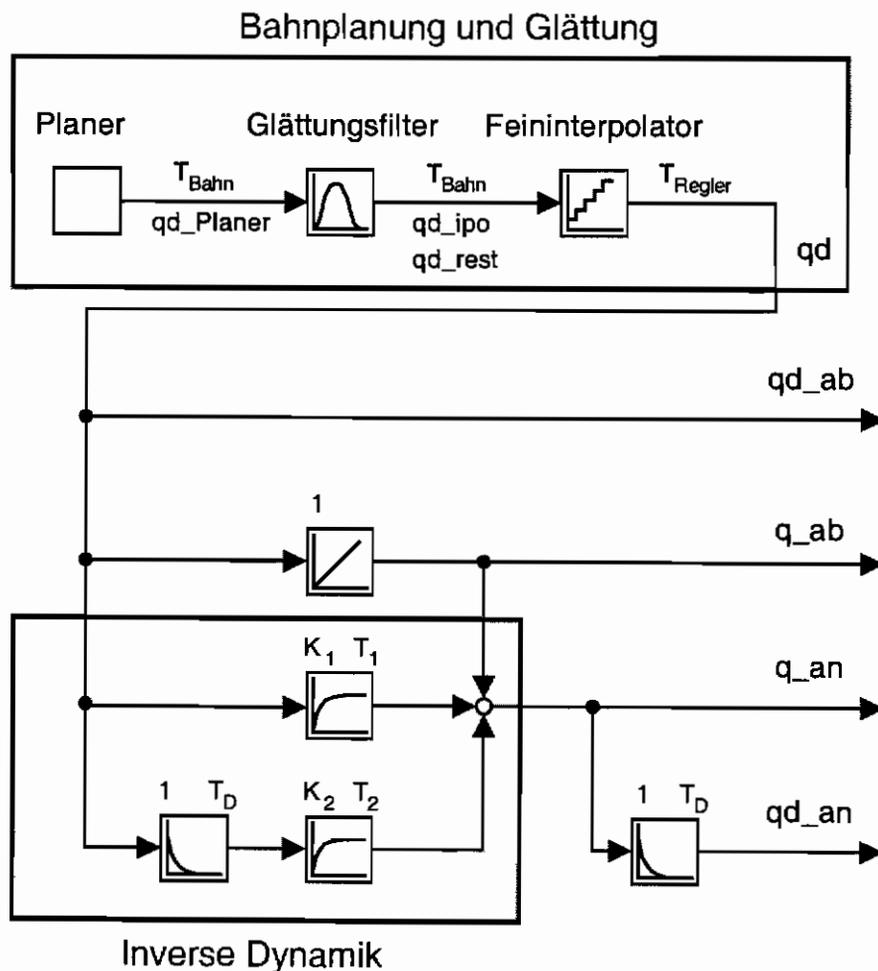


Abbildung 8.5: Erzeugung der Führungsgrößen am Roboter

Um den Bus zwischen Robotersteuerung und Regler möglichst wenig zu belasten, wird nur die Sollgeschwindigkeit an den Regler übergeben. Dieser berechnet daraus durch Integration die Sollposition. Das Glättungsfilter wirkt auf die Sollgeschwindigkeit. Damit die nachfolgende Berechnung der Sollposition das richtige Ergebnis liefert, muß die Fläche unter dem Glättungsfilter eins sein. Bei der Berechnung im Filter dürfen aber auch keine Rundungsfehler gemacht werden, da sonst ebenfalls eine falsche Sollposition entsteht. Aus diesem Grund wird das Glättungsfilter mit Integerwerten gerechnet. Die bei der Berechnung entstehenden Divisionsreste werden gespeichert und bei der nachfolgenden Interpolation vom Bahnplanungstakt auf den Reglertakt wieder aufaddiert. Damit entsteht ein, gegenüber der geplanten Bahn, leicht aufgerauchtes Signal für die Sollgeschwindigkeit.

Bei der Berechnung der antriebsseitigen Sollgeschwindigkeit mit dem inversen Modell muß dieses Signal insgesamt zweimal differenziert werden. Aufgrund der Rauigkeit des Ausgangssignales entsteht dabei eine deutlich verrauschte, antriebsseitige Sollgeschwindigkeit.

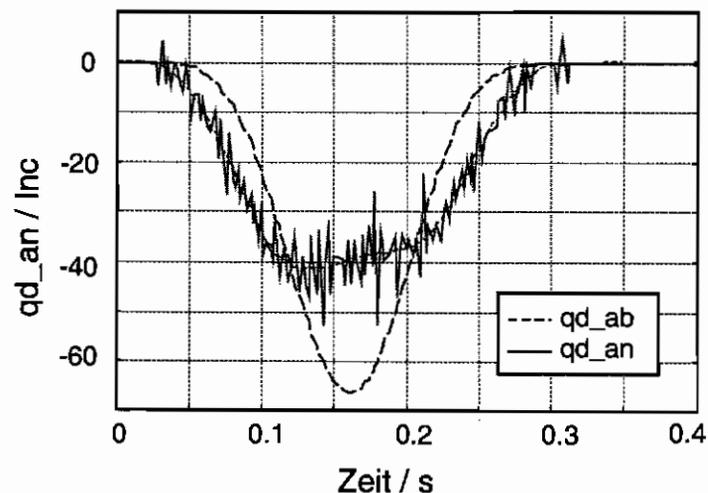


Abbildung 8.6: Am Roboter berechnete Sollgeschwindigkeiten

Eine ausreichende Glättung des Signals ist wegen der dabei entstehenden Zeitverzögerung nicht möglich. Da die Sollgeschwindigkeit über die Geschwindigkeitsvorsteuerung und den P-Anteil im Drehzahlregler direkt auf das Sollmoment wirkt, kann das Signal nicht als Führungsgröße verwendet werden, weil sonst Schäden am Antriebsstrang entstehen würden.

Um das Rauschen zu vermeiden, müßte die Berechnung der antriebs- und abtriebsseitigen Sollgeschwindigkeit bereits in der Bahnplanung durchgeführt werden. Im Regler wären dann nur noch zwei Integratoren, aber keine Differenzierer zur Bestimmung der Sollpositionen notwendig.

8.3 Kurzzusammenfassung

Die Planung von antriebs- und abtriebsseitigen Führungsgrößen mit Hilfe der inversen Dynamik erscheint sehr erfolgversprechend, da damit die Anfangsbedingungen für den Einschwingvorgang wesentlich verbessert werden können. Allerdings ist der in der Arbeit vorgestellte Ansatz nicht ohne Erweiterungen auf mehrachsige Bewegungen übertragbar. Dafür müßten zusätzlich die Verkopplungen mit den anderen Achsen berücksichtigt werden und über ein weiteres Filter in die Berechnung der antriebsseitigen Sollgrößen eingehen.

Kapitel 9

Bewertung und Ausblick

In der Arbeit wurde die Anwendbarkeit eines abtriebsseitig montierten Beschleunigungssensors zur Verbesserung des Einschwingverhaltens nach PTP-Fahrten an der Grundachse eines Industrieroboters untersucht. Es konnte gezeigt werden, daß das *Einschwingverhalten* der Strecke in guter Näherung durch ein linearisiertes System beschrieben werden kann.

Untersuchungen an *einfachen* Erweiterungen der kaskadenförmigen Struktur des Regelkreises zur Einbeziehung der abtriebsseitigen Beschleunigung haben gezeigt, daß damit kein verbessertes Schwingungsverhalten erreicht werden kann. Insbesondere kann die zur Schwingungsdämpfung wichtige abtriebsseitige Winkelgeschwindigkeit aufgrund von Sensorfehlern nicht ohne weiteres bestimmt werden.

Desweiteren wurde die Verwendbarkeit des Beschleunigungsmeßwertes zur Schätzung der Streckenzustände geprüft. Es zeigte sich, daß ein Zustandsbeobachter nach Luenberger aufgrund der stark veränderlichen Streckenparameter adaptiv ausgelegt werden muß. Unter Verwendung der Armbeschleunigung konnte jedoch ein Beobachter entworfen werden, bei dem keine adaptiven Anteile notwendig sind. Trotzdem bleiben bei diesem Beobachter wichtige regelungstechnische Eigenschaften, wie die volle Polverschiebungsfreiheit und die Separierbarkeit von Beobachter und Strecke, erhalten. Es zeigte sich, daß dieser Beobachter die abtriebsseitige Winkelgeschwindigkeit sehr genau schätzen kann. Bei der Schätzung der abtriebsseitigen Position entstehen, durch im Beobachter nicht berücksichtigte Nichtlinearitäten, Abweichungen von den realen Werten.

Durch Rückführung der geschätzten Armgeschwindigkeit konnte am realen Roboter eine deutliche Verbesserung der Dämpfung erzielt werden. Diese geht zwar mit einem wesentlich größeren ersten Überschwingen einher, es wird aber trotzdem das Ziel eines schnelleren Positioniervorganges erreicht. Zur Reduzierung des ersten Überschwingens durch die Regelung ist eine zusätzliche Rückführung der abtriebsseitigen Position notwendig. Dazu müßte der Beobachter noch hinsichtlich der Schätzung dieser Größe optimiert werden.

Zur Verbesserung des Einschwingverhaltens durch Steuerungsmaßnahmen konnte anhand der inversen Dynamik der linearisierten Strecke eine antriebsseitige Bahn berechnet werden, welche abtriebsseitige Schwingungen vermeidet. Außerdem wurde ein Glättungsverfahren vorgestellt, welches am starren Roboter zeitoptimal geplante Bahnen durch Erhöhung der Differenzenordnung so verändert, daß die Stellgrößenbeschränkungen eingehalten werden. Diese Verfahren konnten aufgrund von Besonderheiten bei der Berechnung der Führungsgrößen am verwendeten Roboter jedoch nicht praktisch erprobt werden. Um die Führungsgrößen für das elastische System verwenden zu können, ist eine Anpassung der Robotersteuerung notwendig. Aufgrund der günstigeren Anfangsbedingungen für den Einschwingvorgang sollte sich durch diese Steuerungsmaßnahmen, wie in der Simulation bereits gezeigt, unabhängig vom verwendeten Regler eine Verbesserung des Einschwingverhaltens erreichen lassen.

Anhang

Mathematische Bezeichnungen

Bezeichnungen aus der Signalverarbeitung

Dirac-Impuls

Der Dirac-Impuls kann anschaulich durch den Grenzwert der angegebenen Funktion gebildet werden.

$$\delta(t) = \lim_{k \rightarrow \infty} \frac{1}{\pi} \frac{\sin(kx)}{x}$$

Sprungfunktion

$$\sigma(t) = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

Rechteckimpuls

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \sigma\left(t + \frac{T}{2}\right) - \sigma\left(t - \frac{T}{2}\right)$$

si-Funktion

$$\text{si}(t) = \frac{\sin(t)}{t}$$

Bezeichnungen aus der Robotik

Rotationsmatrizen

Eine Rotationsmatrix ist eine Richtungskosinusmatrix und beschreibt die Verdrehung des Koordinatensystems B aus A heraus.

$${}^aR_b = \begin{pmatrix} c_{xx'} & c_{xy'} & c_{xz'} \\ c_{yx'} & c_{yy'} & c_{yz'} \\ c_{zx'} & c_{zy'} & c_{zz'} \end{pmatrix}$$

Dabei steht $c_{xx'}$ für den Kosinus des Winkels zwischen der x-Achse von A und der x'-Achse von B.

Homogene Transformationsmatrix

Eine homogene Transformationsmatrix beschreibt die räumliche Anordnung eines Koordinatensystems B relativ zum Koordinatensystem A und besteht aus einer Rotationsmatrix und einem Translationsvektor \underline{r} .

$${}^aT_b = \begin{pmatrix} {}^aR_b & \underline{r} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Literaturverzeichnis

- [Ald96] Aldridge, Hal A. ; Juang, Jer-Nan:
Joint position sensor fault tolerance in robot systems using Cartesian accelerometers. – AIAA Guidance Navigation and Control Conference - San Diego, July 1996
- [Boss93] Bossert, M. : Lineare passive Systeme. –
Univ. Ulm, Vorlesungsskriptum im WS 93/94
- [Brog95] Brogliato, B ; Ortega, R. ; Lozano, R. : Global Tracking Controllers for Flexible-Joint Manipulators: a Comparative Study. - Automatica, Vol. 31, No. 7, pp.941-956 – 1995
- [ComGa] User's Manual: 3D CompuGauge. - Version 2.7 - Dynalog Inc.
- [Dix98] Dixon, W.E. ; Zergeroglu, E. ; de Querioz, M.S. ; Dawson, D.M.:
Global Output Feedback Tracking Control for Rigid-Link Flexible Joint Robots. –Proc. 1998 IEEE Int. Conference on Robotics and Automation
- [Dym] Internet: <http://www.dynasim.se>
- [Föl90] Föllinger, Otto : Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung. - 6. Auflage – Heidelberg, Hüthig, 1990
- [Fra91] Franklin, Gene F.: Feedback control of dynamic systems. – 2nd ed. – Addison-Wesley, 1991
- [Grü97] Grübel, Georg ; Johann Bals ; Joos Hans-Dieter : A CACSD Environment for Controller Tuning. – J. SIC 38, S.30-33 – 1997
- [Hen89] Henrichfreise, Hermann: Aktive Schwingungsdämpfung an einem elastischen Knickarmroboter. - Fortschritte der Robotik, Braunschweig, Vieweg, 1989
Zugl.: Paderborn, Univ., Diss.
- [Hol96] Holtgrewe, Dietmar: Adaptive Regelung flexibler Roboter. – Paderborn, Igel-Verl. Wiss., 1996
Zugl.: Paderborn, Univ., Habil.-Schr., 1995
- [Hoo61] Hooke, R. ; Jeeves, T.A. : „Direct Search“ Solution of Numerical and Statistical Problems. – J. ACM 8, S.212-229 – 1961
- [Hun91] Hung, John Y. : Control of Industrial Robots that have Transmission Elasticity. – IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 6 – December 1991

-
- [Joos93] Joos, Hans-Dieter : Informationstechnische Behandlung des mehrzieligen regelungstechnischen Entwurfs. – VDI Fortschrittsberichte Reihe 20, Nr. 90 – Düsseldorf, VDI-Verlag, 1993
- [Kot88] Kotnik, Paul T. ; Yurkovich, Stephen ; Ozguner, Umit:
Acceleration Feedback for Control of a Flexible Manipulator Arm. – Journal of Robotic Systems, vol.5, June 1988, p.181-196
- [KUKR6] Kuka: Spezifikation Kr6. – Quelle: KUKA Roboter
- [Lim97] Lim, Ser Yong ; Dawson, Darren M. ; Hu, Jun ; de Queiroz, Marcio S. : An Adaptive Link Position Tracking Controller for Rigid-Link Flexible-Joint Robots without Velocity Measurements. - IEEE Transactions on systems, man and cybernetics – part B: cybernetics, Vol. 27, No. 3 - June 1997
- [Luc98] De Luca, Alessandro ; Lucibello, Pasquale :A General Algorithm for Dynamic Feedback Linearization of Robots with Elastic Joints. – Proc. of the 1998 IEEE Int. Conference on Robotics & Automation, Leuven, Belgium – May 1998
- [Schm95] Schmidt, G. : Regelungs- und Steuerungstechnik 1. – TU München, Vorlesungsskriptum, WS 95
- [Schm96] Schmidt, G. : Regelungs- und Steuerungstechnik 2. – TU München, Vorlesungsskriptum, SS 96
- [Schm97] Schmidt, G. : Grundlagen intelligenter Roboter. – TU München, Vorlesungsskriptum, WS 97
- [Schrö94] Schröder, D. : Elektrische Antriebstechnik 1: Grundlagen. – Berlin, Springer, 1994
- [Schrö95] Schröder, D. : Elektrische Antriebstechnik 2: Regelung von Antrieben. – Berlin, Springer, 1995
- [Schrü92] Schrüfer, E.: Signalverarbeitung : Numerische Verarbeitung digitaler Signale. –2. Aufl. – München : Carl Hanser Verlag, 1992
- [Wit96] de Wit, Canudas ; Carlos : Theory of robot control. – Berlin, Springer, 1996

Verzeichnis der wichtigsten Variablen

c_a	abtriebsseitiger Reibkoeffizient
c_m	motorseitiger Reibkoeffizient
D	Dämpfung des Getriebes
F_{Br}	Übertragungsfunktion des Beschleunigungsreglers
\underline{G}	Vektor der Gewichtskräfte auf den Roboter
\underline{G}_1	Vektor der Gewichtskräfte auf den Roboterarm
I	Trägheitsmatrix des Roboters mit elastischen Gelenken
I_1	Trägheitsmatrix des Roboterarmes
I_2	Matrix der Trägheitskopplungen zwischen Antrieb und Abtrieb
I_3	Trägheitsmatrix der Antriebe
J_{Mi}	Trägheitsmoment des Ankers des i -ten Motors bezüglich seiner Rotationsachse
J_a	Ersatzträgheitsmoment um die erste Achse
J_m	Trägheitsmoment vom Anker des Motors der ersten Achse
K	Drehsteifigkeit des Getriebes
k_{BR}	Verstärkung des Beschleunigungsreglers
k_{DR}	Verstärkung des antriebsseitigen Drehzahlreglers
k_{DRA}	Verstärkung des abtriebsseitigen Drehzahlreglers
k_{LR}	Verstärkung des Lagereglers
k_{TP}	Verstärkungsfaktor des PT_1 -Filters
M_{AK1}	Summe der auf die Achse 1 eingekoppelten Momente
$\underline{M}_{Antrieb}$	Vektor der von den Motoren aufgebrauchten Momente
\underline{M}_{EK}	Vektor der durch die elastische Kopplung zwischen Antrieb und Abtrieb entstehenden Momente
\underline{M}_{Extern}	Vektor der von außen gelenkweise auf den Roboter wirkenden Kräfte
M_{soll}	vom Regler vorgegebenes Sollmoment
$M_{Stell\ 1}$	Ausgangsgröße des Reglers der Achse 1
$M_{Stör1}$	Summe aller externen Momente auf Achse 1
q_a	abtriebsseitiger Gelenkwinkel
q_m	motorseitiger Gelenkwinkel
q	Achswinkel
q_d	Achsgeschwindigkeit
q_{dd}	Achsbeschleunigung
\underline{R}	Vektor der Reibungskräfte von Motor und Abtrieb
\underline{R}_A	Vektor der Reibungskräfte des Armes
\underline{R}_M	Vektor der Reibungskräfte der Motoren
$T_{Antrieb1}$	Zeitkonstante des Antriebs der ersten Achse
T_{an}	Zeitkonstante des Antriebs der ersten Achse
T_{DR}	Taktzeit des Drehzahlreglers
T_i	Zeitkonstante des Integrators im Drehzahlregler
T_{TP}	Zeitkonstante des PT_1 -Filters
V	Matrix der Kreiselkräfte