

Hybride Steuerung parallel gekoppelter Aktoren am Beispiel des humanoiden Roboters Myon

DISSERTATION

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

eingereicht an der
Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät
Humboldt-Universität zu Berlin

von
Herrn Dipl.-Ing. (FH) Torsten Siedel

Präsident der Humboldt-Universität zu Berlin:
Prof. Dr. Jan-Hendrik Olbertz

Dekan der Mathematisch-Naturwissenschaftlichen Fakultät:
Prof. Dr. Elmar Kulke

Gutachter:

1. Prof. Dr. Hans-Dieter Burkhard, Humboldt-Universität zu Berlin,
Institut für Informatik
2. Prof. Dr. Manfred Hild, Beuth Hochschule für Technik Berlin,
Fachbereich Digitale Systeme
3. Prof. Dr. Raúl Rojas, Freie Universität Berlin,
Fachbereich Mathematik und Informatik

eingereicht am: 21. April 2015
Tag der Verteidigung: 17. November 2015

Abstract

Motor functions of humanoid robots are often negatively influenced by nonlinearities and friction effects of the actuators. The popular means of compensation are control circuits based on modelling, which rely on powerful HF signal processing and various sensor qualities. In contrast, this thesis develops non-modelling control methods based on parallel coupled actuators. Development and exploration of these control methods follow Pfeifer's synthetic methodology as described in his work "How the body shapes the way we think". In contrast to the analysis based on emulation as used in modelling, the synthetic methodology focuses rather on empirical tests within the real system. The present work explores control methods for parallel coupled actuators for use in robot joints. It starts from conventional electromechanical actuators with their known power limiting nonlinearities and frictional effects. Linking several parallel coupled actuators to a single joint significantly expands the spectrum of control capabilities. Using two parallel coupled actuators as an example, it is examined to which extent undesirable properties of single actuators can be compensated. The results show that (1) the performance of conventional proportional controllers can be optimized by a constant antagonistic bias voltage, (2) nonlinearities at low velocities can be balanced out by a dynamic asymmetrical adjustment of the bias, and that (3) gear related frictional effects can be compensated by a phase shifted pulse modulation of the control signals. In addition, it is shown how the developed control methods can be applied to a random number of parallel coupled actuators. For practical use, the various control methods are combined in a hybrid control, which is supplemented by an energy saving mode when maintaining static positions. The hybrid control is being implemented into the humanoid robot Myon and evaluated by experiment.

Key Words:

Humanoid Robots, Embodiment, Sensomotoric, Actuator System, Multi-Actuated Joints, Parallel Coupling, Antagonistic Control, Nonlinearity, Friction, Hybrid Control, Structural Switching

Zusammenfassung

Die motorischen Fähigkeiten humanoider Roboter werden häufig von antriebsbedingten Nichtlinearitäten und Reibungseffekten negativ beeinflusst. Zur deren Kompensation werden üblicherweise modellbasierte Regelkreise genutzt, die i.d.R. von einer hochfrequenten Signalverarbeitung und mehreren Sensorqualitäten abhängen. Entgegen solch modellbasierten Techniken werden in der vorliegenden Arbeit modellfreie Steuerungsmethoden auf Basis parallel gekoppelter Antriebe entwickelt. Zur Entwicklung und Untersuchung dieser Steuerungsmethoden wird nach der von Pfeifer in seinem Werk *“How the body shapes the way we think”* beschriebenen synthetischen Methodik vorgegangen. Entgegen modellbasierten Untersuchungen auf Basis von Simulationen stehen bei der synthetischen Methodik empirische Untersuchungen am realen System im Vordergrund. Als Ausgangspunkt dienen konventionelle elektromechanische Antriebe mit deren bekannten leistungseinschränkenden Nichtlinearitäten und Reibungseffekten. Durch die parallele Kopplung mehrerer Antriebe an einem einzelnen Gelenk wird das Spektrum der Steuerungsmöglichkeiten deutlich erweitert. Es zeigt sich, dass (1) durch eine konstante antagonistische Vorspannung das Arbeitsverhalten von konventionellen Proportionalreglern optimiert werden kann, (2) durch dynamische asymmetrische Änderung der Vorspannung Nichtlinearitäten bei niedrigen Geschwindigkeiten ausgeglichen werden können und (3) getriebebedingte Reibungseffekte mit einer phasenverschobenen Pulsmodulation der Steuersignale kompensiert werden können. Weiterhin wird gezeigt, wie die erarbeiteten Steuerungsmethoden auf beliebig viele parallel gekoppelte Antriebe übertragen werden können. Für den praktischen Einsatz der Steuerungsmethoden werden diese in einer hybriden Steuerung zusammengeführt. Diese wird durch eine weitere Funktion, den Energiesparmodus beim Halten statischer Positionen, ergänzt und am humanoiden Roboter Myon implementiert und experimentell evaluiert.

Schlagwörter:

Humanoide Roboter, Embodiment, Sensomotorik, Antriebssystem, multiaktuierte Gelenke, parallele Kopplung, antagonistische Ansteuerung, Nichtlinearität, Reibung, hybride Steuerung, Strukturumschaltung

Vorwort

Die vorliegende Dissertationsschrift ist in meiner Zeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter im Labor für Neurorobotik der Humboldt Universität (jetzt Forschungslabor für Neurorobotik der Beuth Hochschule für Technik) zu Berlin entstanden. Entwicklung und Bau des Roboters Myon geschah während dieser Zeit und wurde durch die EU im Rahmen des Projektes ALEAR gefördert. Die in der Arbeit beschriebenen Steuerungsmethoden wurden im Anschluss an dieses Projekt erarbeitet.

Die Zeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter und Doktorand neigt sich nun dem Ende zu und ich freue mich nun allen zu danken, die mich bei der Promotion unterstützt haben. Mein besonderer Dank gilt dabei Prof. Dr. H.-D. Burkhard, Prof. Dr. R. Rojas und Prof. Dr. M. Hild, die sich bereiterklärt haben als Gutachter aufzutreten. Insbesondere Prof. Dr. M. Hild bin ich zu großem Dank verpflichtet. Ohne seine langjährige ausdauernde Unterstützung und unerschöpfliche Inspiration wäre diese Arbeit nicht zustande gekommen. Mein Dank geht ebenfalls an alle Teamkollegen aus dem Labor für Neurorobotik, die mir immer mit Rat und Tat zur Seite standen und ohne die die vorliegende Arbeit ebenfalls nicht möglich gewesen wäre. Ein so freudiges und inspirierendes Team ist selten zu finden.

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung	1
2. Stand der Forschung	5
2.1. Begriffsdefinition (Terminologie)	6
2.2. Humanoide Roboter	7
2.3. Antriebssysteme mit erweiterten Fähigkeiten	13
3. Motivation und Zielsetzung	23
3.1. Aufbau der Arbeit	25
4. Systembeschreibung	27
4.1. Grundlagen zum Arbeitsverhalten von DC-Motoren	27
4.2. Getriebereibung	31
4.3. Servomotor Dynamixel RX-28	34
4.4. Aufbau des Antriebsteststandes	40
5. Analyse des Antriebsverhaltens bei antagonistischer Regelung von zwei parallel gekoppelten Aktoren	46
5.1. Versuchsvorbereitung	47
5.2. Versuchsablauf und Wahl der Parametergrenzen	48
5.3. Auswertung	49
5.4. Diskussion der Resultate	57
5.5. Zusammenfassung	60
6. Analyse und Kompensation von nichtlinearem Antriebsverhalten am Beispiel von zwei parallel gekoppelten Aktoren	61
6.1. Versuchsablauf	62
6.2. Ausgangssituation	64
6.3. Linearisierung durch konstante Vorspannung	65
6.4. Linearisierung durch dynamische Anpassung der Vorspannung	73
6.5. Linearisierung durch dynamische und asymmetrische Anpassung der Vorspannung	75
6.6. Zusammenfassung	79

7. Analyse und Kompensation getriebebedingter Reibungseffekte am Beispiel von zwei parallel gekoppelten Aktoren	80
7.1. Versuchsvorbereitung	81
7.2. Referenzsteuerung	84
7.3. Pulsmodulierte Steuerung	88
7.4. Phasenverschobene pulsmodulierte Steuerung	93
7.5. Auswertung und Vergleich	95
7.6. Zusammenfassung	110
8. Hybride Steuerungsverfahren	114
8.1. Modifikation der dynamischen asymmetrischen Anpassung der Vorspannung zur Anwendung bei einer beliebigen Anzahl von Aktoren .	115
8.2. Modifikation der phasenverschobenen pulsmodulierten Steuerung zur Anwendung bei einer beliebigen Anzahl von Aktoren	120
8.3. Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last	126
8.4. Vorstellung einer hybriden Steuerung mit Strukturumschaltung . . .	128
8.5. Demonstration der hybriden Steuerung	131
8.6. Zusammenfassung	134
9. Der humanoide Roboter Myon	136
9.1. Designkonzepte	136
9.2. Spezifikationen	140
9.3. Duales Skelettsystem	145
9.4. Flansch zur Kopplung der Körperteilmodule	148
9.5. Modulares Antriebssystem mit serieller Elastizität	150
9.6. Verteilte Energieversorgung	152
9.7. Greifer	154
9.8. Zusammenfassung	157
10. Hybride Steuerung: Implementation und Evaluation am Beispiel des Roboters Myon	158
10.1. Implementation der hybriden Steuerung	159
10.2. Einstellregeln zur Konfiguration der hybriden Steuerung	165
10.3. Experimente mit dem Roboter Myon	167
10.4. Zusammenfassung	175
11. Zusammenfassung	177
11.1. Fazit	180
11.2. Ausblick	182
A. Technischer Anhang	183
A.1. Analyse der Motorkennwerte	183
A.2. Verifikation der Sensoren des Antriebsteststandes	193

A.3. Rechenbeispiel zur Aufteilung der Phasenverschiebungen bei phasenverschobener pulsmodulierter Steuerung	199
A.4. Implementation der hybriden Steuerung (Ergänzungen)	202
A.5. Ermittelte Steuerungsparameter für den Roboter Myon	209
B. Betreute Abschlussarbeiten	212
C. Eigene Veröffentlichungen, Vorträge und Patente	213

Kapitel 1.

Einleitung

Humanoide Roboter sind bereits seit Jahrzehnten fester Bestandteil der Forschung im Bereich der künstlichen Intelligenz (KI). Mit ihrer Morphologie sind sie an die ökologische Nische des Menschen [24] angepasst. Sie sind also kompatibel mit unserem angestammten Lebensraum, mit unseren sensomotorischen und interaktiven Fähigkeiten. Das bringt wesentliche Vorteile mit sich. Sie sind dafür prädestiniert, unseren Lebensraum, unsere Fortbewegungsmittel, unsere Unterkünfte, unsere Werkzeuge und vieles mehr zu nutzen wie wir es tun. Besonders durch diese Vorteile hat die Forschung im Bereich humanoider Roboter in den letzten Jahren deutlich zugenommen. Die Einsatzfelder solcher Roboter in der Forschung reichen von der Mensch-Maschine-Interaktion [60], Servicerobotik [9, 99], der Entwicklung von Sprache [1, 100], der bipedalen (zweibeinigen) Fortbewegung [50] bis zur Erforschung kognitiver Fähigkeiten [58] und morphologischer Eigenschaften des menschlichen Körpers [61, 114, 120], um nur einige Beispiele zu nennen.

Genau wie jedes andere real existierende Robotersystem unterliegen auch humanoide Roboter grundlegenden physikalischen Gesetzmäßigkeiten wie Massenträgheit, Gravitation und Reibung. Die Fähigkeit zur physikalischen Interaktion mit der Umwelt hängt also insbesondere davon ab, wie der Roboter an diese Gesetzmäßigkeiten angepasst ist. Dies hängt von zwei Kriterien ab: (1) von den motorischen Eigenschaften des verwendeten Antriebssystems und (2) von der sensomotorischen Signalverarbeitung. In der klassischen KI-Forschung, in der die Entwicklung symbolischer Signalverarbeitung und Algorithmen im Vordergrund stehen, werden diese beiden Bereiche – Hardware und Signalverarbeitung – getrennt voneinander betrachtet. Zur Entwicklung von Regelungsalgorithmen wird hierbei für gewöhnlich eine vorgegebene Hardware – dies kann sowohl den Roboter als auch seine Umgebung umfassen – in ein abstrahiertes Modell übertragen. Auf Basis dieses Modells werden dann Entscheidungen getroffen, die die Positionen und Drehmomente von Gelenken und Gliedmaßen bestimmen, um z. B. eine bipedale Fortbewegung zu ermöglichen. Diese Informationen werden zeitgleich als Antriebs-signale an das motorische System des Roboters gesendet, welches möglichst exakt den vorgegebenen Steuergrößen folgen soll.

Solche modellbasierten Regelungsalgorithmen haben den Vorteil, dass sie vom

realen Roboter entkoppelt sind und auf eine rechnergestützte Simulation übertragen werden können. Hier können etwa neue Bewegungsmuster und Verhaltensweisen des Roboters untersucht oder durch evolutionäre Prozesse [41] weiterentwickelt werden. Die weiterentwickelte Steuerung kann wiederum von der Simulationsumgebung auf den physischen Roboter übertragen werden. Ein solcher Arbeitsansatz wird beispielsweise von Xu in [126] beschrieben. Bei dieser Vorgehensweise wird einerseits ein Verschleiß oder die Beschädigung des realen Roboters bei der Evaluation der Steuerung vermieden, andererseits besteht die Möglichkeit, die Simulation auf leistungsstarken Computern durchzuführen, wo die Optimierungsprozesse mit höherer Geschwindigkeit ablaufen können als auf einem realen Roboter.

Um sicherzustellen, dass die Robotersteuerung nach der Übertragung auf das reale System das gleiche Ergebnis liefert wie in der Simulation, muss das abstrahierte Modell die Eigenschaften des realen Systems so exakt wie möglich abbilden. Sind etwa – von Natur aus meist nichtlineare – Elastizitäten oder Reibungseffekte zu berücksichtigen, so steigt die Komplexität des Modells rasch an und erschwert erheblich die auf dem Modell basierende Kontrolle des Roboters. Um solche Probleme zu minimieren, werden beispielsweise Industrieroboter so steif wie möglich ausgelegt, und die Reibung in den Gelenken durch leistungsfähige Antriebskomponenten verringert. Solche Robotersysteme befinden sich zudem in einer klar definierten Umgebung, in der üblicherweise keine Zufälligkeiten zu berücksichtigen sind.

Betrachtet man jedoch komplexe Robotersysteme, zu denen humanoide Roboter zweifelsfrei gehören, die mit unvorhersehbaren und dynamisch veränderlichen Umwelteinflüssen konfrontiert werden, so stößt die Umsetzbarkeit modellbasierter Arbeitsansätze rasch an ihre Grenzen. Dies zeigt sich bereits bei den komplexen Eigenschaften der Antriebssysteme. Grundsätzlich haben die in der Robotik häufig verwendeten DC¹- und BLDC²-Motoren zwar lineare Eigenschaften hinsichtlich Drehmoment und Drehzahl, und eignen sich daher gut für den Einsatz gängiger Regelungsmethoden wie dem Proportional-Integral-Differenzial-Regler (PID-Regler). Jedoch wird das Arbeitsverhalten im realen Antrieb in vielfacher Weise durch nichtlineare Effekte wie Getriebespiel (Lose) und Reibung negativ beeinflusst. Genauso wie in der klassischen KI-Forschung werden zur Erfassung und Kompensation dieser Eigenschaften in der Regel modellbasierte Regelungsmethoden verwendet. Dabei unterscheiden sich die zahlreichen vorgestellten Methoden sowohl in ihrer Komplexität als auch ihrer Alltagstauglichkeit teilweise stark. Einen Überblick zu anwendungsorientierten Modellen bieten [26, 62, 77, 78, 124]. Die Funktionalität präziser Modelle hängt in besonderem Maße von der sensorischen Erfassung teilweise schwer messbarer Parameter ab, wie die Temperatur der Antriebskomponenten sowie Schmierung und Verschleiß von Lagern und Zahnrädern.

¹engl. *Direct Current*: Gleichstrom

²engl. *Brushless Direct Current*: bürstenloser Gleichstrom-(Motor)

Jedoch auch leichter zu messende Parameter wie Antriebsmoment, Motordrehzahl und Gelenkwinkel müssen mit hoher Frequenz erfasst werden, damit eine Kompensation der nichtlinearen Effekte in ausreichender Güte umgesetzt werden kann.

Gemäß der klassischen KI-Forschung arbeiten solche konventionellen, modellbasierten Methoden hierarchisch, d. h. eine übergeordnete Steuerung übermittelt Signale an ein untergeordnetes mechatronisches System, dessen Antriebe die Signale in Aktionen umsetzen. Dieses in der KI-Forschung weit verbreitete Prinzip wird von Pfeifer als *“Cartesian heritage of Western culture”* bezeichnet [84] und soll die Sichtweise von Geist (Steuerung) und Körper (mechatronisches System) als getrennte Systeme verdeutlichen. Entgegen dieser hierarchischen Ansicht prägte Brooks Mitte der 1980er Jahre den Begriff *“Embodiment”* [23, 25], mit dem er die Relevanz eines physischen Körpers für die Entstehung von Intelligenz neu definiert. Hinter diesem Begriff, der zugleich eine neuartige Disziplin der KI-Forschung mit holistischer Sichtweise beschreibt, steht die These, dass ein Individuum nur durch die Fähigkeit, mit seiner Umgebung physikalisch zu interagieren, intelligentes Verhalten entwickeln kann. Diese These wird sogar noch weiter entwickelt: Es wird postuliert, dass bereits durch den Körper eine sensomotorische Datenverarbeitung stattfindet, die als intelligentes Verhalten³ gedeutet werden kann. Um ein solches Verhalten zu veranlassen, werden die inhärenten Eigenschaften eines mechanischen Systems so genutzt, dass bereits durch dieses System selbst eine sinnvolle Interaktion mit der Umwelt stattfindet. Hierbei spricht man auch von einer Auslagerung der sensomotorischen Signalverarbeitung in die Morphologie. Auf der Grundlage des *Embodiment*-Ansatzes sind bereits weitere Forschungsdisziplinen entstanden, zu denen die Forschungsrichtungen *Morphological Computation* und *Soft Robotics* gehören. Unter dem Begriff *Morphological Computation* wird eben diese Art der Auslagerung der sensomotorischen Signalverarbeitung in die Morphologie untersucht. Im Forschungsbereich *Soft Robotics* werden zusätzlich elastische Eigenschaften kinematischer Systeme berücksichtigt. Unter anderem hat sich das *Artificial Intelligence Lab (AI-Lab)* der Freien Universität Zürich der Erforschung der *Embodiment*-These sowie verwandter Themengebiete gewidmet [84, 85].

Eine teilweise oder vollständige Auslagerung der sensomotorischen Signalverarbeitung in die Morphologie eines Roboters hat zwei entscheidende Vorteile: (1) die Komplexität von übergeordneten Steuerungs- und Regelungsstrukturen kann, dank der ausgelagerten Signalverarbeitung, vereinfacht werden und (2) die ausgelagerten sensomotorischen Prozesse laufen ohne Zeitverzögerung, also instantan im mechanischen System ab. In Anbetracht dieser Vorteile wäre eine Auslagerung der nötigen sensomotorischen Signalverarbeitung zur Kompensation antriebsbeding-

³Aufgrund des unklar definierten Begriffes 'Intelligenz' wird in diesem Zusammenhang auch von 'kognitiven Fähigkeiten' gesprochen.

ter Nichtlinearitäten und Reibungseffekte eine interessante Vorgehensweise, um die motorischen Fähigkeiten humanoider Roboter zu optimieren. Üblicherweise ist, wie bereits erwähnt, für eine effektive Kompensation eine Signalverarbeitung mit hoher Frequenz erforderlich. Würde die Signalverarbeitung dagegen direkt auf dem mechanischen System ablaufen, fände die Kompensation unabhängig von einer übergeordneten Steuerung instantan statt. Insbesondere hinsichtlich der durch Lose und Reibung verursachten Nichtlinearitäten wäre eine solche Funktionsweise von großem Vorteil. Des Weiteren könnte die Komplexität der Signalverarbeitung in der übergeordneten Steuerung verringert werden.

Inwieweit die nötige Signalverarbeitung zur Kompensation genannter einschränkender Effekte in das mechanische System ausgelagert werden kann, hängt dabei entscheidend von den inhärenten Eigenschaften des verwendeten Antriebssystems ab. Um dem Leser einen Überblick zu unterschiedlichen Antriebssystemen und dessen Funktionsweise zu geben, werden im nachfolgenden Kapitel „Stand der Forschung“ unterschiedliche humanoide Roboter hinsichtlich der Eigenschaften ihres motorischen Systems vorgestellt. Darüber hinaus werden neuartige – meist aus zwei oder mehreren gekoppelten Aktoren bestehende, also multiaktuierte – Antriebssysteme mit unkonventioneller Funktionsweise beschrieben, die interessante Eigenschaften für den Einsatz in humanoiden Robotern bereitstellen.

Kapitel 2.

Stand der Forschung

Seit einigen Jahren werden in der Robotik verstärkt Antriebssysteme mit unkonventionellen Funktionsprinzipien und neuen Eigenschaften untersucht. Diese sollen einerseits die motorische Leistungsfähigkeit von Robotergelenken steigern, andererseits durch ihre inhärenten Eigenschaften eine Auslagerung der sensomotorischen Signalverarbeitung in die Morphologie des Roboters ermöglichen. Die Recherche ergab, dass der Hauptteil dieser neuartigen Antriebssysteme im Rahmen der EU-Projekte VIATORS [5], STIFF [4], MYOROBOTICS [3] und AMARSI [2] entwickelt wurde und wird. Diese Projekte sind erst seit kurzem abgeschlossen oder dauern noch an.

Im Projekt VIATORS [5] werden Antriebe mit einstellbarer Steifigkeit entwickelt und untersucht. Das Projekt STIFF hat eine ähnliche Forschungsrichtung, wobei hier der Fokus auf der Kontrolle aktiver und passiver Impedanz von starren Antrieben und Antrieben mit elastischen Eigenschaften gerichtet ist. Im Projekt MYOROBOTICS [3] werden antagonistische Antriebssysteme in Modulbauweise entwickelt. Im Projekt AMARSI [2] werden biologische Regelungsprinzipien untersucht und Antriebssysteme speziell für die Verwendung in kognitiven Systemen entwickelt.

Für einen zeitlichen Überblick sind die recherchierten Publikationen zu Antriebssystemen für die Robotik mit neuartigen Eigenschaften als Balkendiagramm in Abbildung 2.1 dargestellt. Die erfassten Publikationen stellen zwar nur einen Ausschnitt aller Veröffentlichungen zu diesem Thema dar, zeigen jedoch, dass seit Beginn 2000 mehr und mehr Arbeiten zu Antriebssystemen mit neuartigen und unkonventionellen Eigenschaften publiziert wurden. Das liegt insbesondere an einem Trendwechsel in der Robotik von starren Antrieben hin zu elastischen. Antriebe mit derartigen Eigenschaften sind daher auch Gegenstand dieses Kapitels.

Das Kapitel ist wie folgt aufgebaut: Zu Beginn werden die in dieser Arbeit häufig verwendeten Termini zur Bezeichnung insbesondere multiaktuierter Antriebe definiert. Die anschließend vorgestellten Rechercheergebnisse sind in zwei Abschnitte aufgeteilt. Im ersten Abschnitt werden unterschiedliche Arten humanoider Roboter vorgestellt. Diese werden nach ihren motorischen Eigenschaften klassifiziert

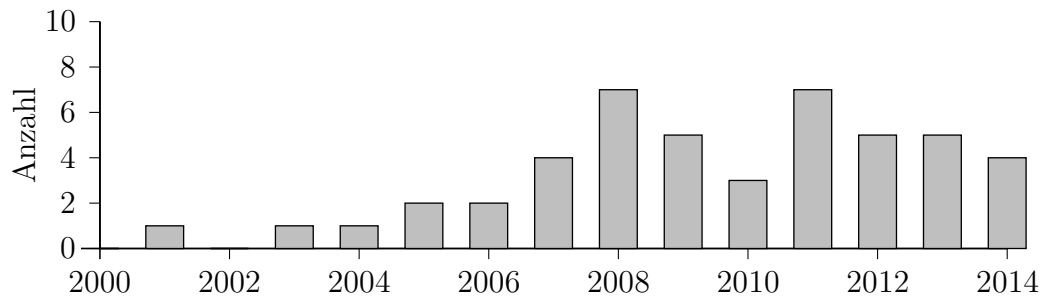


Abbildung 2.1.: Anzahl der erfassten Veröffentlichungen zu multiaktuierten Antriebssystemen bezogen auf deren Erscheinungsjahr.

und beschrieben. Im zweiten Teil werden Rechercheergebnisse vorgestellt, die sich insbesondere auf Antriebe und die Regelung von Antrieben beziehen, in denen mehrere Aktoren auf unterschiedliche Weise miteinander gekoppelt werden, um die motorischen Fähigkeiten des gesamten Antriebs zu erweitern.

2.1. Begriffsdefinition (Terminologie)

In der Literatur finden sich teilweise unterschiedliche Bezeichnungen für die auch in dieser Arbeit genutzten Begriffe Motor, Aktor und Antrieb. Insbesondere im Hinblick auf multiaktuierte Antriebssysteme kann die unterschiedliche Verwendung der Begriffe irreführend sein. Daher werden nachfolgend diese drei Begriffe für die vorliegende Arbeit definiert und in Abbildung 2.2 den betreffenden Komponenten zugeordnet.

Motor: Motor bezeichnet den elektromechanischen Energiewandler, der die zugeführte elektrische Energie in mechanische Energie umwandelt. Die mechanische Bewegung des Motors ist dabei vorzugsweise rotatorisch.

Aktor: Aktor bezeichnet die Kombination aus Motor, Getriebe und der Elektronik zur Steuerung der Motorleistung.

Antrieb: Der Antrieb bezeichnet die Einheit, mit der ein Robotergelenk angetrieben wird. Diese kann aus einem oder mehreren miteinander gekoppelten Aktoren bestehen.

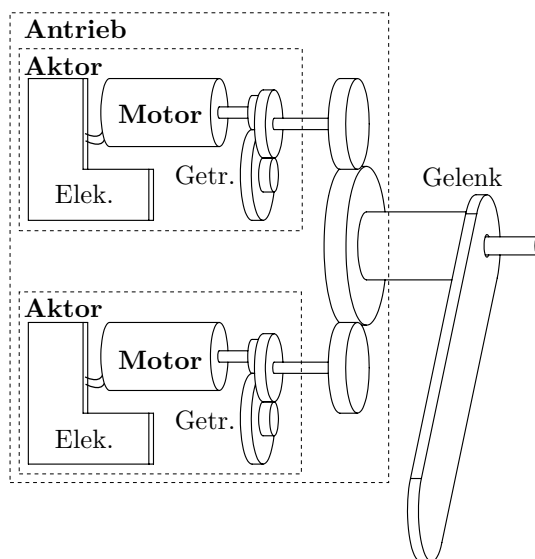


Abbildung 2.2.: Schematischer Aufbau eines Antriebs, bestehend aus zwei Aktoren, die zusammen ein Gelenk antreiben. Die Aktoren selbst bestehen aus den drei Komponenten Elektronik (Elek.), Motor und Getriebe (Getr.).

2.2. Humanoide Roboter

Wie bereits in der Einleitung erwähnt, hängt die motorische Fähigkeit humanoider Roboter zur Interaktion mit der Umwelt in hohem Maße von der Funktionsweise und Leistungsfähigkeit des verwendeten Antriebssystems ab. Zu den am häufigsten eingesetzten Antrieben gehören elektromechanische Motoren. Sie sind kompakt, weisen einen hohen Wirkungsgrad auf und benötigen zum Betrieb elektrische Energie, die einfach mit Hilfe von Akkumulatoren im Roboter bereitgestellt werden kann. Zudem sind diese Antriebe kostengünstig und in einem breiten Sortiment erhältlich. Jedoch weisen Elektromotoren meist auch ein ungünstiges Verhältnis von Drehzahl zu Drehmoment auf, was den Einsatz von Getrieben erforderlich macht. Neben elektromechanischen Antriebssystemen kommen in humanoiden Robotern auch pneumatische und hydraulische Antriebe zum Einsatz. Solche Antriebssysteme benötigen zwar zusätzlich Kompressoren, um das Arbeitsmedium – Luft oder Hydraulikflüssigkeit – auf den erforderlichen Betriebsdruck zu bringen, zeichnen sich aber auch durch eine hohe Leistungsdichte aus, wodurch sie für den Einsatz in Robotern mit hoher motorischer Leistung prädestiniert sind.

In den folgenden Beispielen humanoider Roboter wird auf die unterschiedliche Verwendung solcher Antriebssysteme eingegangen. Die vorgestellten Robotersysteme werden in die folgenden vier Kategorien aufgeteilt: Humanoide Roboter (1) mit konventionellen Antriebssystemen, (2) mit hoher motorischer Leistungsfähigkeit, (3) mit elastischen Eigenschaften, und (4) mit einem an den menschlichen Körperbau angelegenen, d. h. anthropomimetischen kinematischen Aufbau.

Roboter mit konventionellen Antriebssystemen

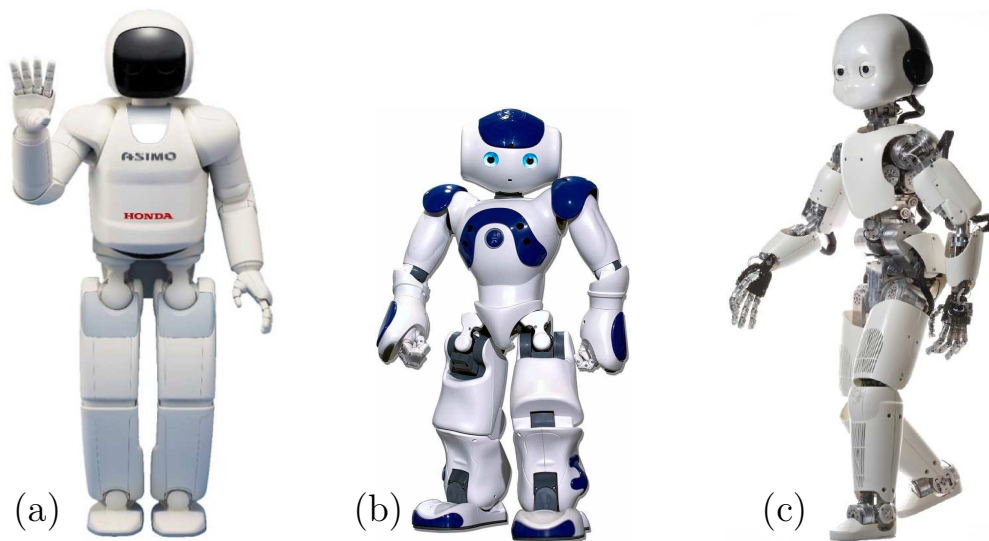


Abbildung 2.3.: Humanoide Roboter mit konventionellen Antriebssystemen. (a) Humanoider Serviceroboter ASIMO von Honda [6], (b) Forschungs- und Unterhaltungsroboter NAO der Firma Aldebaran [10], (c) Forschungsroboter iCub für die kognitive Robotik [81].

Im Folgenden werden die Robotersysteme vorgestellt, deren motorisches System nach dem in der Einleitung beschriebenen hierarchischen Prinzip gesteuert wird, d. h. die sensomotorische Signalverarbeitung läuft ausschließlich in einer übergeordneten Steuereinheit ab. Zu den wohl prominentesten Vertretern gehört der Zweibeiner ASIMO [6] (Abbildung 2.3 a) des Autoherstellers Honda. Dieser Roboter ist mit leistungsstarken Elektromotoren und hocheffizienten Getrieben ausgestattet, die eine erstaunliche Dynamik beim Laufen, Springen, Treppensteigen etc. ermöglichen. Jedoch sind diese motorischen Fähigkeiten an ein genaues Modell von Körper und Umwelt gebunden, weshalb etwa der Bühnenboden für Präsentationen mit hoher Genauigkeit vorbereitet werden muss. Infolge des steifen Aufbaus von ASIMO kann es durch Fehlpositionierungen der Gelenke und Gliedmaßen zu hohen Kontaktkräften mit externen Flächen oder Objekten und damit zur Beschädigung des Roboters kommen. Einen ähnlichen Aufbau hat beispielsweise auch der Roboter REEM-C der Firma Pal Robotics [9].

Ebenfalls konventionell angetrieben und auf eine sensomotorische Datenverarbeitung mit hoher Frequenz angewiesen sind die im Folgenden beschriebenen Roboter. Der humanoide Roboter NAO [10] (siehe Abbildung 2.3 b) und dessen Nachfolger PEPPER [99] der Firma Aldebaran verfügen über Gelenke, die mit starren elektromechanischen Antrieben ausgestattet sind. Diese Roboter zeichnen sich durch einen kostengünstigen Aufbau aus und sind für einen breiten Markt entwickelt, der von Anwendungen in der Servicerobotik bis zur Forschung in der kognitiven

Robotik reicht. Der kleine Roboter POPPY [61] (entwickelt von der *Poppy Community*) ist ebenfalls mit solchen kostengünstigen Antrieben ausgerüstet und wird zur Erforschung morphologischer Aspekte des menschlichen Körperbaus verwendet. Zu diesem Zweck kann die Morphologie seiner Gliedmaßen einfach verändert werden. Die bekannte Roboterplattform iCub [81] des *Italian Institut of Technology* (siehe Abbildung 2.3 c) wird zur Untersuchung kognitiver Fähigkeiten und des menschlichen Verhaltens verwendet. Die Roboter BAXTER [92] von *Rething Robotics* und NEXTAGE [8] von *Kawada Industries* werden dagegen für den industriellen Einsatz genutzt. Entgegen gewöhnlichen Industrierobotern sind diese jedoch mit Antriebssystemen ausgestattet, die ein reduziertes Leistungspotential aufweisen und deshalb trotz des starren Aufbaus eine direkte Zusammenarbeit mit dem Menschen erlauben.

Roboter mit hoher motorischer Leistungsfähigkeit

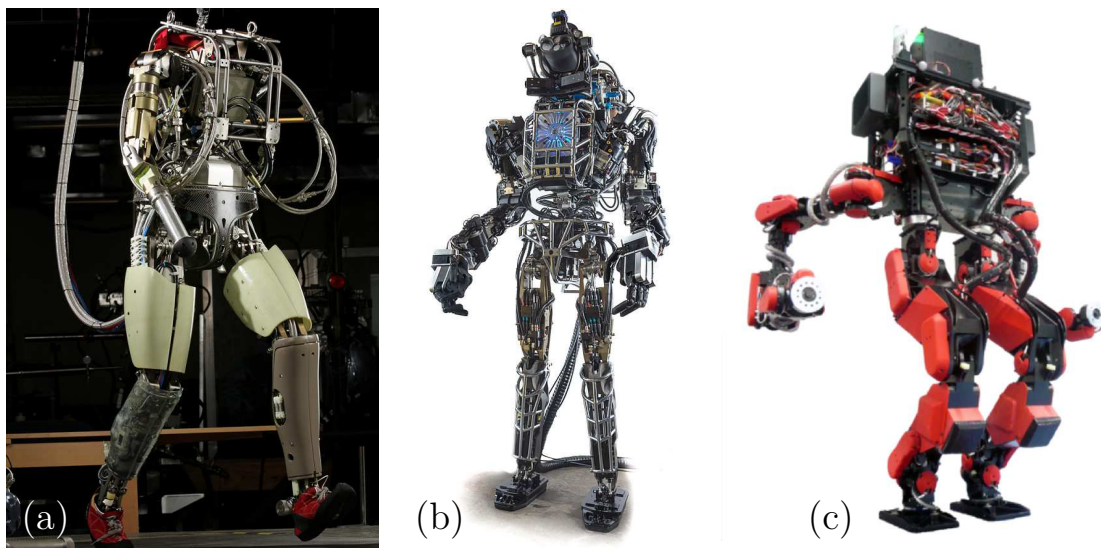


Abbildung 2.4.: *Humanoide Roboter mit hoher motorischer Leistungsfähigkeit. (a) Roboter PETMAN mit hydraulischen Gelenkantrieben [75], (b) Roboter ATLAS mit hydraulischen und elektromechanischen Antrieben [42], (c) Roboter S-ONE mit wassergekühlten elektromechanischen Antrieben [7].*

Als weitere Gruppe humanoider Roboter werden solche vorgestellt, die sich durch eine besonders hohe motorische Leistungsfähigkeit auszeichnen. Diese Eigenschaft befähigt die Roboter, trotz ihres teilweise hohen Körpergewichtes dynamische und präzise Bewegungen auszuführen. Bekannte Vertreter solcher Roboter sind die Zweibeiner PETMAN [75] (siehe Abbildung 2.4 a) und ATLAS [42] (siehe

Abbildung 2.4 b), die vom US-Forschungsunternehmen Boston Dynamics¹ entwickelt wurden. PETMAN wird vollständig hydraulisch betrieben, ATLAS sowohl hydraulisch als auch elektromechanisch. Insbesondere die hydraulischen Antriebe befähigen beide Roboter, hohe Kräfte dynamisch zu erzeugen, wodurch sie etwa ihr ganzes Körpergewicht auf einem Bein balancieren können. Zur präzisen Regulierung der Antriebsleistung werden servogetriebene Ventile eingesetzt. Zum Betrieb der Roboter ist ein stationärer Kompressor notwendig, der über eine Medienleitung mit dem Roboter verbunden ist. In einer Weiterentwicklung des ATLAS konnte der Kompressor jedoch bereits in den Körper des Roboters integriert werden. Dabei wird der Kompressor durch einen Elektromotor mit leistungsstarkem Akkumulator betrieben.

Um den Einsatz von hydraulischen Antrieben und die damit verbundene Notwendigkeit von Kompressoren und Ventilen zu umgehen, werden in den Roboterplattformen HRP3L-JSK [114] des japanischen Forschers Urata und S-ONE [7] (siehe Abbildung 2.4 c) der von Urata gegründeten Firma Schaft Inc.² flüssigkeitsgekühlte BLDC-Motoren eingesetzt. Dank der effektiven Kühlung können die Motoren unter hohen elektrischen Leistungen betrieben werden, ohne dass die thermische Betriebsgrenze erreicht wird. Diese Technik befähigt den armlosen Zweibeiner HRP3L-JSK zu hochdynamischen Bewegungen, etwa um Stöße auszubalancieren oder zu springen. S-ONE stellt eine Weiterentwicklung von HRP3L-JSK dar, jedoch mit einer deutlich veränderten Kinematik und zusätzlichen Armen, die eine erweiterte Interaktion mit der Umwelt ermöglichen.

Trotz der gesteigerten motorischen Leistungsfähigkeit dieser Roboter geschieht die sensomotorische Signalverarbeitung ausschließlich in der übergeordneten Steuerung, deren Funktion auf präzise Sensorinformationen und hochfrequenten Datenaustausch angewiesen ist.

Roboter mit elastischen Gelenken

Wie bei den zuvor beschriebenen Plattformen sind die Gelenke und Gliedmaßen vieler Roboter steif, um unabhängig von einwirkenden Kräften möglichst exakt Positionen halten oder Bewegungen ausführen zu können. Diese Fähigkeit wird beispielsweise bei Industrierobotern häufig gefordert, um die vorgegebenen Bewegungsbahnen genau einhalten zu können. Beim Menschen, wie auch bei allen anderen Lebewesen, sind die Gelenke hingegen elastisch. Dies begünstigt eine Anpassung unserer Bewegungen an einwirkende Kräfte und Momente. Zudem verfügen wir über die Fähigkeit, die Elastizität unserer Gelenke zu ändern. Diese Eigenschaft basiert auf den elastischen Eigenschaften unserer Muskeln und Sehnen und wird durch antagonistische Vorspannung von Muskelpaaren reguliert. So ändern

¹seit 2013 zu *Google Inc.*

²ebenfalls seit 2013 zu *Google Inc.*

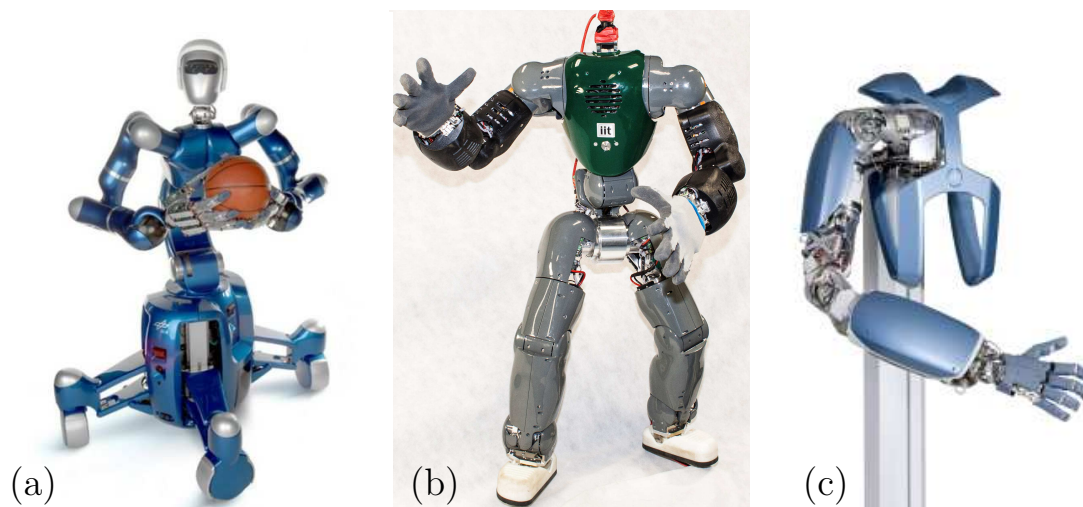


Abbildung 2.5.: *Humanoide Roboter mit elastischen Eigenschaften. (a) Roboter JUSTIN mit aktiv gesteuerter Elastizität der Gelenke [15]; (b) Roboter COMAN [64] und (c) DLR-Hand-Arm-System mit seriellen Elastizitäten in den Gelenkantrieben [38].*

wir beispielsweise beim Laufen die Spannung unserer Muskeln und damit die Steifigkeit unserer Gelenke in rascher Abfolge: Bei der Schwingbewegung des Beines sind die beteiligten Muskeln entspannt und die Steifigkeit der Beingelenke gering; treten wir mit dem Bein auf, kontrahieren wir schlagartig unsere Beinmuskeln und erhöhen damit die Steifigkeit des Beines [86]. Zur Untersuchung solcher und weiterer Zusammenhänge werden manche Roboter mit Gelenken ausgestattet, die über elastische Eigenschaften verfügen. Generell unterscheidet man nach ihrer Funktionsweise Gelenke mit aktiver und passiver Elastizität. Bei aktiver Elastizität werden starre Gelenke nach physikalischen Federmodellen gesteuert. Bei passiver Elastizität weisen die Gelenke selbst die elastischen Eigenschaften auf. Eine genauere Beschreibung derartiger Antriebstechniken folgt unter Abschnitt 2.3 (Antriebe mit elastischen Eigenschaften).

Zu den Robotersystemen mit aktiver Elastizität der Gelenke gehört der Roboter JUSTIN [15] (siehe Abbildung 2.5 a). Auch weitere Roboter wie der Zweibeiner VALKYRIE [79, 90] der NASA arbeiten nach diesem Prinzip. Da bei diesen Robotern die elastischen Gelenkeigenschaften lediglich durch eine entsprechende Regelung simuliert wird, wird die motorische Reaktionsfähigkeit der Gelenke durch die Geschwindigkeit der Signalverarbeitung der elektronischen Steuerung sowie der Trägheit des Antriebssystems begrenzt.

Ist eine sehr rasche Reaktionsfähigkeit notwendig, wie etwa beim Auftreten der Beine nach einem Sprung, sind aktiv gesteuerte steife Gelenke meist zu träge. Die Elastizität wird deshalb durch passive Federelemente im Antriebsstrang erzeugt und wird damit eine inhärente Eigenschaft des Antriebs. Sowohl der Roboter CO-

MAN [64] (siehe Abbildung 2.5 b) als auch das DLR³-Hand-Arm-System [38] (siehe Abbildung 2.5 c) verfügen über derartige passive elastische Antriebssysteme. Wie bereits beschrieben wurde, halten diese Robotersysteme hoch dynamischen Kräfteinflüssen stand, wie etwa einem Schlag mit einem Hammer, [38] ohne dabei Schaden zu nehmen.

Anthropomimetische Roboter

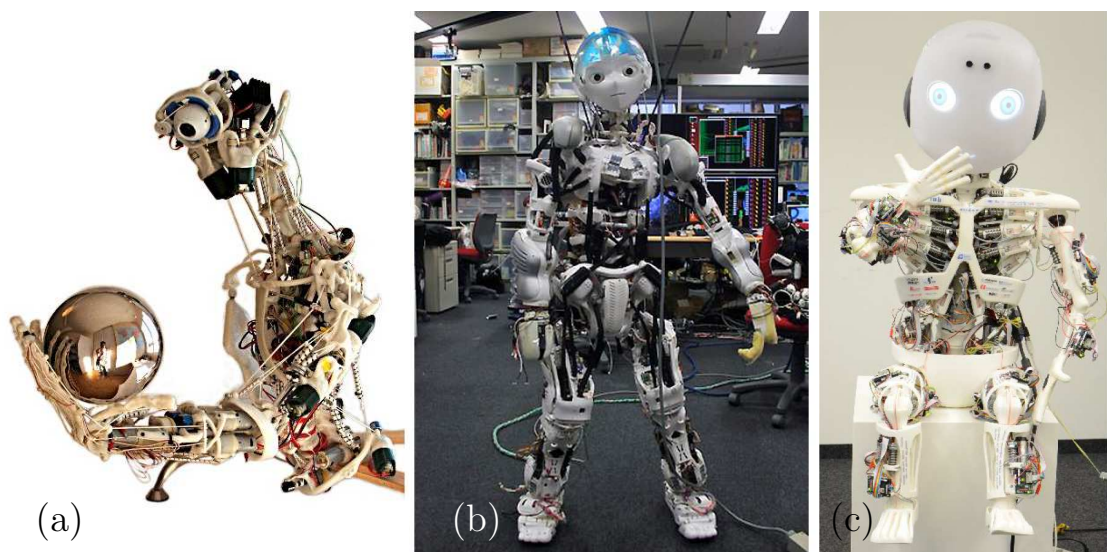


Abbildung 2.6.: Anthropomimetische Roboter. (a) Oberkörper des Roboters ECCEROBOT [67], (b) von Nakanishi entwickelter Roboter KAJIRO [74], (c) im AI-Lab Zürich entwickelter Roboter ROBOY [87].

Die zuvor beschriebenen Robotersysteme spiegeln in ihren elastischen Eigenschaften das motorische Verhalten biologischer Mechanismen wider. Jedoch unterscheidet sich die Funktionsweise der vorgestellten technischen Systeme erheblich vom biologischen Vorbild. Daher entstand eine neue Klasse humanoider Roboter, um die komplexen kinematischen Eigenschaften des menschlichen Körperbaus zu verstehen: die anthropomimetischen humanoide Roboter. Bei diesen Robotern werden nicht nur die elastischen Eigenschaften, sondern auch der Aufbau des muskuloskelettalen Systems des menschlichen Körpers genau nachgebildet.

Zu den ersten Entwicklungen derartiger Systeme gehört der Roboter ECCEROBOT [67] (siehe Abbildung 2.6 a), der im *AI-Lab* der Universität Zürich entwickelt wurde. Als Pendant zu den biologischen Muskeln werden hier, wie auch bei allen weiteren vorgestellten anthropomimetischen Robotern, durch Elektromotoren be-

³Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt

triebene Seilzüge verwendet. Weiterentwicklungen dieses frühen Systems sind die Roboter ROBOY [87] (siehe Abbildung 2.6 c), ebenfalls im *AI-Lab* Zürich entwickelt, und ANTHROB [55], entwickelt an der Technischen Universität München. Beide Plattformen zeichnen sich dadurch aus, dass auch die Seilzugsysteme über elastische Eigenschaften verfügen, wodurch die Steifigkeit der Gelenke reguliert werden kann. Zu den bisher komplexesten anthropomimetischen Entwicklungen zählt der von Nakanishi entwickelte Roboter KAJIRO [74] (siehe Abbildung 2.6 b).

Bei allen anthropomimetischen Roboterplattformen sind die Gelenke multiaktuiert. In Abhängigkeit der Anzahl gekoppelter Aktoren am jeweiligen Gelenk ergeben sich unterschiedliche neue Steuerungsmöglichkeiten: So können beispielsweise kooperativ wirkende Aktoren die Leistungsfähigkeit in eine Bewegungsrichtung erhöhen, antagonistisch wirkende Aktoren dagegen die Steifigkeit des jeweiligen Gelenks ändern. Das sphärische Schultergelenk des Roboters Anthrob etwa wird durch insgesamt neun einzeln angetriebene Seilzüge aktuiert, wodurch sich zahlreiche Steuerungsmöglichkeiten sowohl zur Positionierung als auch zur Veränderung der Steifigkeit des Gelenks ergeben.

2.3. Antriebssysteme mit erweiterten Fähigkeiten

Im ersten Teil dieses Kapitels wurden unterschiedliche humanoide Roboter sowie die Funktionsweise und Eigenschaften ihrer motorischen Systeme vorgestellt. Im nächsten Abschnitt werden Aufbau und Arbeitsweise der in Robotern verwendeten Antriebe näher beschrieben. Darüber hinaus werden neue Funktionsprinzipien vorgestellt, die zwar noch nicht in humanoiden Robotern verwendet wurden, jedoch interessante Eigenschaften zur Erweiterung ihrer motorischen Fähigkeiten aufweisen.

Dabei wird insbesondere auf multiaktuierte Antriebssysteme eingegangen. Wie nachfolgend beschrieben, ermöglicht die Kopplung mehrerer Aktoren die Erzeugung verschiedenster motorischer Fähigkeiten. Diese Fähigkeiten sind sowohl abhängig von den Eigenschaften der gekoppelten Aktoren als auch von der Art der Kopplung. Zuerst werden Antriebsprinzipien beschrieben, bei denen zwei Aktoren auf unterschiedlicher Art und Weise miteinander gekoppelt werden. Diese Antriebe verfügen über spezielle Eigenschaften wie höhere Positioniergenauigkeit, höhere Abtriebskräfte und veränderliche Elastizität. Nachfolgend wird auf Antriebe mit einer größeren Anzahl von gekoppelten Aktoren eingegangen. Durch ihren redundanten Aufbau weisen solche Antriebe insbesondere eine hohe Ausfallsicherheit auf.

Antriebe mit gesteigerter Positioniergenauigkeit

Der biologisch inspirierte Roboterarm von Möhl [57, 73] ist ein gutes Beispiel für die parallele Verknüpfung von zwei Aktoren mit unterschiedlichen Leistungen und Übersetzungen in einem Gelenk. Der Roboterarm wurde für die Interaktion von Mensch und Maschine konzipiert. Für diesen Zweck sind die Hauptaktoren der Gelenke mit elastischen Eigenschaften ausgestattet.

In Abbildung 2.7 ist der Aufbau des Armes (links) und eines Gelenkes (rechts) zu sehen. Die beiden Aktoren haben folgende Eigenschaften: Der erste erzeugt den Hauptteil der mechanischen Leistung, die zur Bewegung des jeweiligen Gelenkes nötig ist und wird *Power Drive* genannt. Er besteht aus einem DC-Getriebemotor, der über einen Seilzug mit dem Gelenk verbunden ist. In jedem Seilzug sind zusätzlich Zugfedern eingebaut. Diese stellen die elastische Kopplung des *Power Drives* mit dem Gelenk her und werden auch als serielle Elastizitäten bezeichnet. Der zweite Aktor ist ebenfalls ein DC-Getriebemotor, jedoch mit wesentlich geringerer Leistung und erheblich höherer Getriebeübersetzung. Dieser wird *Position Drive* genannt. Er kann durch eine Magnetkupplung direkt, d. h. ohne serielle Elastizität mit dem zu treibenden Gelenk verbunden werden.

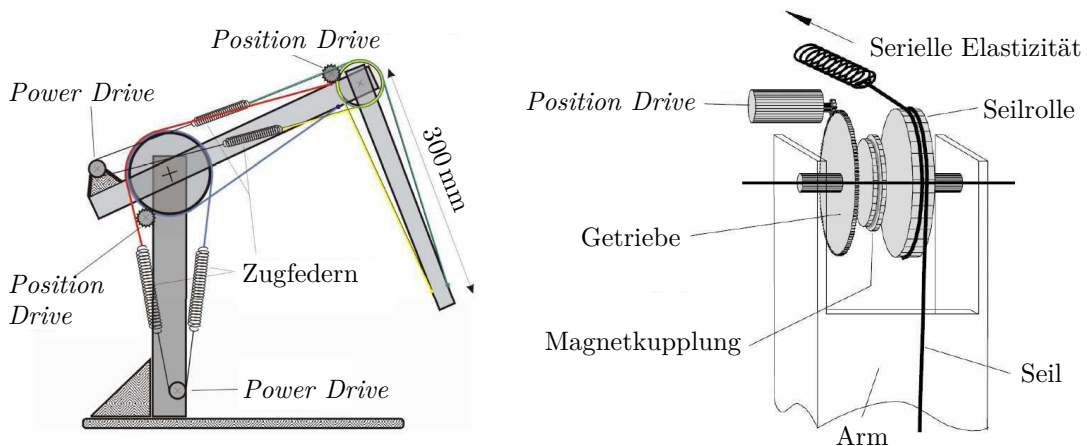


Abbildung 2.7.: Links: Schematische Darstellung des BioRobo-Arms, mit freundlicher Genehmigung aus [57] entnommen. Rechts: Aufbau eines Gelenkantriebes des BioRobo-Arms. Das Gelenk ist über serielle Federelemente mit einem Hauptaktor (*Power Drive*) verbunden. Zusätzlich kann ein kleinerer Aktor (*Position Drive*) mit hoher Getriebeübersetzung durch eine Magnetkupplung zugeschaltet werden.

Die Regelung der einzelnen Aktoren geschieht nach den zwei Prinzipien *fly and catch* (fliegen und fangen) und *carry and guide* (transportieren und führen). Das Prinzip *fly and catch* wird angewendet, wenn der Arm eine feste Position anfahren soll. Dabei werden die Gelenke zuerst über die *Power Drives* angesteuert, um die Zielposition einzuregeln. Kurz vor Erreichen der Zielposition werden zusätzlich

die *Position Drives* über die Magnetkupplungen zugeschaltet. Diese arbeiten unterstützend beim Einregeln der exakten Position und müssen nur ein geringes Drehmoment ausüben, da der Hauptteil des Haltemoments von den *Power Drives* aufgebracht wird. Beim zweiten Regelungsprinzip *carry and guide* soll der Arm einer vorgegebenen Raumkurve (Trajektorie) folgen. Hierbei üben die *Power Drives* ebenfalls das Hauptmoment aus. Die *Position Drives* sind die ganze Zeit über durch die Magnetkupplungen mit den Gelenken verbunden und haben die Aufgabe, Abweichungen zwischen Soll- und Isttrajektorie auszugleichen. Dieses Regelungsprinzip funktioniert jedoch nur im Rahmen der maximalen Winkelgeschwindigkeit der *Position Drives* und ist damit stark limitiert.

Da die *Power Drives* mit einer seriellen Elastizität ausgestattet sind, neigt der Arm bei Bewegungen mit diesen Aktoren zum Überschwingen. Um dieses ungewollte Verhalten zu minimieren, sind die Regelstrukturen mit einer Geschwindigkeitsrückführung ausgestattet. Diese bewirkt eine gedämpfte Bewegung, so dass nahezu kein Überschwingen mehr stattfindet.

Insgesamt zeigt der Aufbau eindrucksvoll, wie durch die Kopplung unterschiedlicher Aktoren einfache und zugleich kostengünstige Antriebsstrukturen, hohe Bewegungsgeschwindigkeiten, fehlertolerante Bewegungen – durch Elastizitäten im Antriebsstrang – und hohe Positioniergenauigkeiten von unter 0,1 mm erreicht werden können. Das Projekt wird derzeit unter dem Namen *BioRob* weitergeführt und industriell nutzbar gemacht [56, 63].

Antriebe mit gesteigerter Abtriebskraft

Statt zur Hilfe bei der genauen Positionierung eines Endeffektors⁴ kann ein zusätzlicher Aktor auch zur Steigerung von Drehmoment oder Kraft eingesetzt werden. Ein solcher Mechanismus wird von Takaki anhand eines Greifers eindrucksvoll demonstriert [109]. Es handelt sich hierbei um eine Weiterentwicklung von bereits bestehenden Greifersystemen von Takaki, bei denen es sich ebenfalls um Mechanismen zur Kraftsteigerung handelt [106, 107, 108].

Der Aufbau des aktuellen Mechanismus ist in Abbildung 2.8 dargestellt. Wie in der Abbildung links zu erkennen ist, wird die Position des Fingers durch einen Schlitten variiert. Dieser ist über einen Seilzug mit den Fingergelenken verbunden. Die lineare Bewegung des Schlittens wird von einem DC-Motor mit Gewindespindeltrieb erzeugt. Der Seilzug wird zusätzlich über eine Seilrolle mit Exzentrerscheibe geführt, deren Drehung durch einen weiteren DC-Motor gesteuert wird.

⁴das letzte Glied einer kinematischen Kette in der Robotik, z. B. ein Greifer

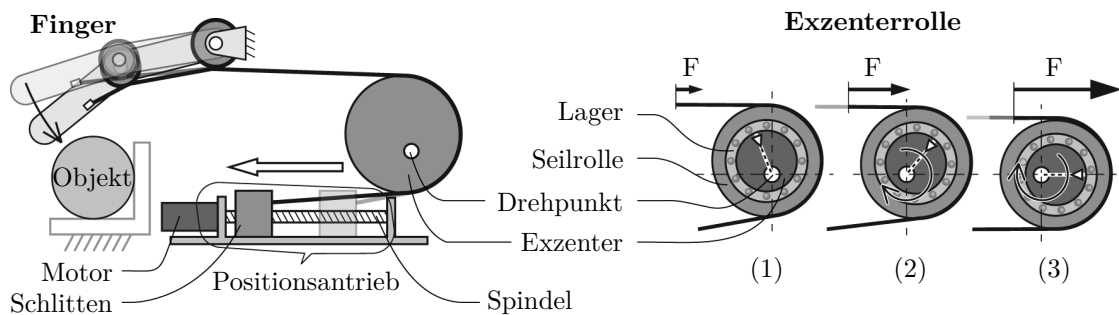


Abbildung 2.8.: Links: Schematischer Aufbau eines Fingers und dessen Antriebssystem. Der Schlitten wird über eine Gewindespindel und einem DC-Motor angetrieben. Schlitten und Fingergelenk sind über einen Seilzug verbunden, der über eine Exzenterrolle geführt wird. Rechts: Aufbau und Funktionsweise der Exzenterrolle. Das Seil wird über eine Seilrolle geführt. Diese ist rotatorisch durch ein Kugellager von der Exzenterrolle in der Mitte entkoppelt. Durch Drehung der Exzenterrolle wird die Fingerkraft gesteigert. Die Kraftsteigerung hängt neben dem Winkel der Exzenterrolle auch von der Elastizität des Antriebsstranges sowie des Objektes ab. Abbildungen aus [109] (angepasst).

Die Positionierung und anschließende Kraftsteigerung des Fingers läuft wie folgt ab: Zuerst wird der Finger durch den Schlitten geführt, bis er ein Objekt berührt. Um die Haltekraft auf das Objekt zu steigern, wird die Exzenterrolle im Uhrzeigersinn gedreht (siehe Abbildung 2.8 rechts). Dadurch wird das Seil zunehmend gespannt. Die erzeugbare Haltekraft hängt vom Verdrehwinkel der Exzenterrolle sowie der Elastizität von Antriebsstrang und gegriffenem Objekt ab. Der Verlauf der Kraftsteigerung ist abhängig von der durch Reibung verursachten Selbsthemmung der Gewindespindel, in Folge der sich der Schlitten trotz hoher Seilkraft nicht verstellt.

Der Spindeltrieb kann den Finger mit geringer Kraft schnell bewegen, der Exzentertrieb zwar nur langsam, dagegen mit hoher Kraft. Der Exzentertrieb hemmt trotzdem nicht den Spindeltrieb, da das Seil über die kugellagerte Seilrolle ablaufen kann. Anhand dieses Antriebsprinzips zeigt sich, wie zwei Aktoren mit unterschiedlichen Übersetzungsverhältnissen miteinander gekoppelt werden können, ohne dass dabei die mögliche Positioniergeschwindigkeit des schnellen Aktors reduziert wird.

Antriebe mit elastischen Eigenschaften

Im Abschnitt 2.2 (Roboter mit elastischen Gelenken) wurde am Beispiel humanoider Roboter bereits kurz auf Antriebe mit elastischen Eigenschaften eingegangen. Darauf aufbauend sollen nun detailliert die Funktionsprinzipien solcher Antriebe beschrieben und weitere Anwendungsbeispiele gezeigt werden.

Allgemein bieten elastische gegenüber steifen Antrieben folgende Vorteile: verbesserte Kontrolle des Drehmoments, inhärente Sicherheit⁵ für die Mensch-Maschine-Interaktion und fehlertolerante Bewegungssteuerung. In [16] wird ein Überblick über Robotersysteme mit elastischen Gelenken gegeben, und einzelne Funktionsprinzipien werden im Detail vorgestellt.

Das elastische Antriebsverhalten wird entweder auf Basis eines aktiv geregelten steifen Antriebssystems simuliert (*Active Compliance*⁶) oder durch Einbringen eines elastischen Elements – beispielsweise einer Feder – in den Antriebsstrang erzeugt (*Passive Compliance*). *Active Compliance* bietet den Vorteil einer hohen Bandbreite sowie die Möglichkeit, beliebige Federkennlinien zu erzeugen. Ein gutes Beispiel für eine solche Gelenksteuerung ist der DLR-Leichtbauarm von Schäffer [14]. Die Vorteile von *Passive Compliance* sind der inhärente Schutz gegen stoßartige Belastungen und die Möglichkeit, Bewegungsenergie zwischenspeichern. Dies kann sowohl die Energieeffizienz und Leistungsfähigkeit als auch die Ausfallsicherheit des Antriebs deutlich steigern [125]. Frühe Entwicklungen zu elastischen Antriebssystemen mit *Passive Compliance* wurden unter der Leitung von Pratt am MIT⁷ vorgestellt [89, 123].

Bei den Regelungsarten solcher Antriebssysteme wird häufig zwischen Kraftregelung und Impedanzregelung unterschieden (siehe [59] Kapitel 16 und 19 sowie [94] Kapitel 7). Bei der Kraftregelung wird durch direkte oder indirekte Messverfahren eine Zielkraft eingeregelt. Die Impedanzregelung baut auf der Kraftregelung auf und simuliert die mechanische Impedanz, charakterisiert durch ein Feder-Masse-Dämpfersystem. Das Drehmomentverhalten $M(t)$ wird durch die folgende Differentialgleichung beschrieben:

$$M(t) = k y(t) + D \dot{y}(t) + J \ddot{y}(t) \quad (2.1)$$

Die Parameter stellen drei charakteristische Eigenschaften des Antriebs dar: Steifigkeit k , Dämpfung D und Trägheit J in Abhängigkeit vom Gelenkwinkel y . Um diese Eigenschaften an einem einfachen Aufbau anschaulich modellieren und beobachten zu können, wurde das *Haptic Paddle* in unterschiedlichen Bauarten entwickelt [17, 22, 72, 76, 98]. Es verfügt über ein einzelnes Gelenk, das durch einen Seilzug mit einem DC-Motor angetrieben wird. Um die Krafteinwirkung des DC-Motors haptisch zu erfahren, verfügt das Gelenk über einen Griff (*Paddle*), der zur Interaktion dient. Sensorik und Steuerelektronik sind direkt in den Aufbau integriert. Die Steuerung geschieht über einen externen PC.

⁵Bei starren Antrieben wie z. B. in Industrierobotern werden bei Kontakt schnell hohe Kräfte erreicht, nicht aber wenn der Antrieb elastisch ist.

⁶engl. *Compliance*: reziproke Steifigkeit in der technischen Mechanik

⁷*Massachusetts Institute of Technology*

Wie bereits erwähnt, ist im Fall der *Passive Compliance* die Federsteifigkeit des Gelenks konstruktiv festgelegt. Durch die Einführung von Antrieben mit variabler Steifigkeit (VSA⁸) wird diese Einschränkung aufgehoben. Bei der Recherche zu solchen Antrieben wurde festgestellt, dass VSAs in der Regel mit zwei Aktoren betrieben werden. Mögliche Kopplungen der Aktoren sind von Catalano et al. in [28] sowie von Tagliamonte et al. in [105] detailliert untersucht und beschrieben worden. Zusätzlich gibt Vanderbirg einen Überblick verschiedener Umsetzungen von VSAs, die von ihm als Antriebe mit variabler Impedanz (VIA⁹) bezeichnet werden [117]. Für die weitere Betrachtung wird die Funktionsweise der VSAs in zwei Klassen unterteilt:

Klasse A) VSAs, bei denen die Aktoren verschiedene Aufgaben haben. Dabei steuert der erste Aktor die Gelenksteifigkeit und der zweite die Position, d. h. den Winkel des Gelenks an, in dem ein Drehmomentgleichgewicht besteht [36, 38, 51, 52, 53, 54, 116, 118, 119, 125].

Klasse B) VSAs, bei denen beide Aktoren die gleichen Aufgaben haben. Dies sind antagonistische Antriebssysteme. Hierbei ist jeder Antrieb in gleicher Art und Weise über eine serielle Elastizität mit dem zu treibenden Gelenk verbunden [27, 39, 71]. Bei diesem Prinzip können beide Aktoren ein Drehmoment auf das Gelenk ausüben. Durch antagonistisches Vorspannen der beiden seriellen Elastizitäten wird die Steifigkeit des Gelenkes eingestellt. Dies funktioniert allerdings nur, wenn die verwendeten Federelemente eine nichtlineare Kennlinie aufweisen. Bei linearer Federkennlinie würden sich die veränderten Vorspannungen beider Federelemente kompensieren und infolge dessen die Steifigkeit des Gelenkes unverändert bleiben.

Als Beispiel für VSAs der Klasse A soll hier das Antriebssystem MACCEPA 2.0¹⁰ vorgestellt werden [118]. Das Funktionsprinzip sowie ein Foto des damit angetriebenen Roboterbeines *Chobino1D* werden in Abbildung 2.9 gezeigt.

Aufbau und Funktionsweise von MACCEPA 2.0 lassen sich wie folgt beschreiben: Der Antrieb besteht aus zwei Servomotoren, einer herzförmigen Seilrolle sowie einem Seilzug, der mit einer Zugfeder verbunden ist (siehe Abbildung 2.9 rechts). Der erste Servomotor steuert die Auslenkung der Seilrolle, der zweite die Vorspannung der Zugfeder. Wird durch den ersten Servomotor die Seilrolle aus der Gleichgewichtslage (Abbildung 2.9 rechts Mitte) bewegt, so steigt die Vorspannung der Zugfeder. Gleichzeitig entsteht ein rücktreibendes Drehmoment auf das Gelenk. Dabei ist der charakteristische Verlauf des Drehmoments abhängig von der Form der Seilrolle. Wird durch den zweiten Servomotor die Zugfeder stärker

⁸engl. *Variable Stiffness Actuator*

⁹engl. *Variable Impedance Actuator*

¹⁰engl. *Mechanically Adjustable Compliance and Controllable Equilibrium Position Actuator*

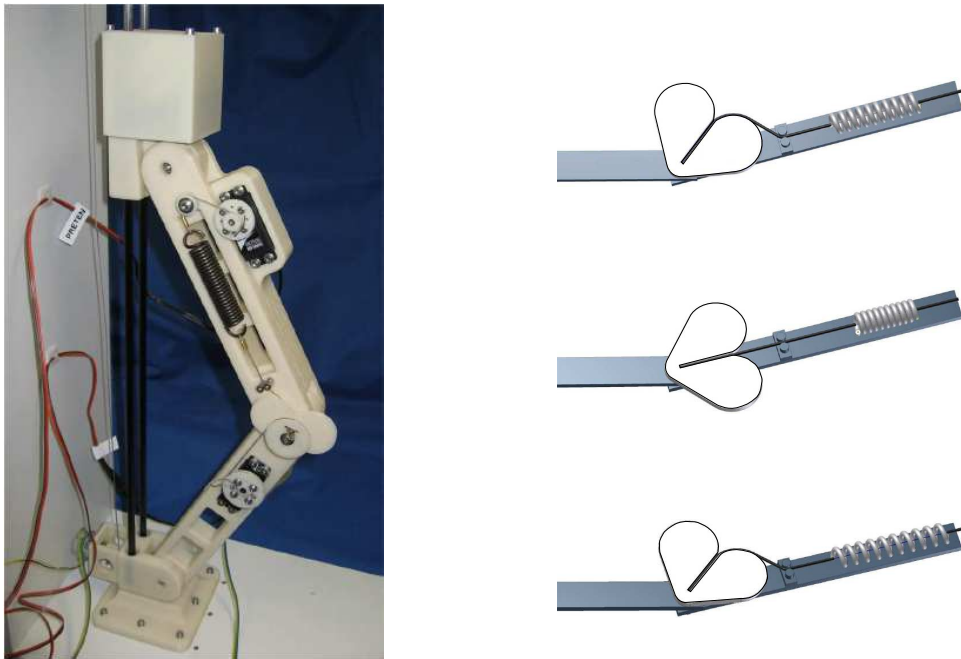


Abbildung 2.9.: Links: Foto von Chobino1D – Roboterbein mit einem durch einen MACCEPA 2.0 aktivierten Freiheitsgrad. Rechts: Schematische Darstellung des MACCEPA 2.0 in drei verschiedenen Zuständen – Oben: Gelenk außerhalb des Momentengleichgewichts, Mitte: Gelenk im Momentengleichgewicht und Unten: Gelenk außerhalb des Momentengleichgewichts mit erhöhter Federvorspannung. Abbildungen nach [118].

vorgespannt, so steigt das Drehmoment bei gleicher Auslenkung an – das Gelenk wird steifer.

Anhand des Roboterbeines Chobino1D (Abbildung 2.9 links) konnte die energiespeichernde Wirkung dieses Federmechanismus demonstriert werden. Dafür übte das Bein Sprungbewegungen aus. Das angetriebene Kniegelenk erreichte hierbei Winkelgeschwindigkeiten, die mit einer starren Verbindung nicht möglich wären. Durch die vorhandene Elastizität konnte die Sprunghöhe des Beines erheblich gesteigert werden. Bei Änderung der Gelenksteifigkeit ergaben sich unterschiedlich große Sprunghöhen und -frequenzen der Bewegung.

Ähnliche Resultate konnten auch von Wolf [125] mit einem neuartigen Antriebssystem mit variabler Steifigkeit erzielt werden. Dabei wurde ein Lacrosseschläger¹¹ als Hebelarm mit einem VSA der Klasse A verbunden. Durch Ausführung einer Schwungbewegung mit dem Schläger wurde ein Ball geworfen. Bei starr gestelltem Gelenk und maximaler Winkelgeschwindigkeit des Positionsmotors war die erzielte Wurfweite nur 0,88 m. Durch Steigerung der Elastizität des Gelenks wurden Weiten bis zu 6,52 m erzielt. Dabei lag die maximale Winkelgeschwindigkeit des

¹¹Lacrosse: Mannschaftsspiel, das mit einem Schläger und einem Hartgummiball gespielt wird

Gelenks kurzzeitig 272 % höher als die, die durch den Positionsaktor selbst aufgebracht werden konnte.

Als Beispiel für VSAs der Klasse B mit antagonistischer Funktionsweise soll wieder das DLR-Hand-Arm System dienen [38, 39]. Für die Beschreibung der VSAs der Klasse B wird nun nur auf das Antriebssystem der Hand eingegangen, da nur dessen Antriebe nach einem antagonistischen Prinzip arbeiteten.

Abbildung 2.10 zeigt ein Foto der Hand sowie eine schematische Darstellung des antagonistischen Antriebssystems. Wie bereits erwähnt sind bei diesem Prinzip zwei Aktoren in gleicher Weise mit dem zu treibenden Gelenk verbunden. Die Kraftübertragung findet über ein Seilzugsystem statt. Jedes der beiden Seile ist seriell mit einem elastischen Mechanismus verbunden, der eine nichtlineare Federkennlinie aufweist.

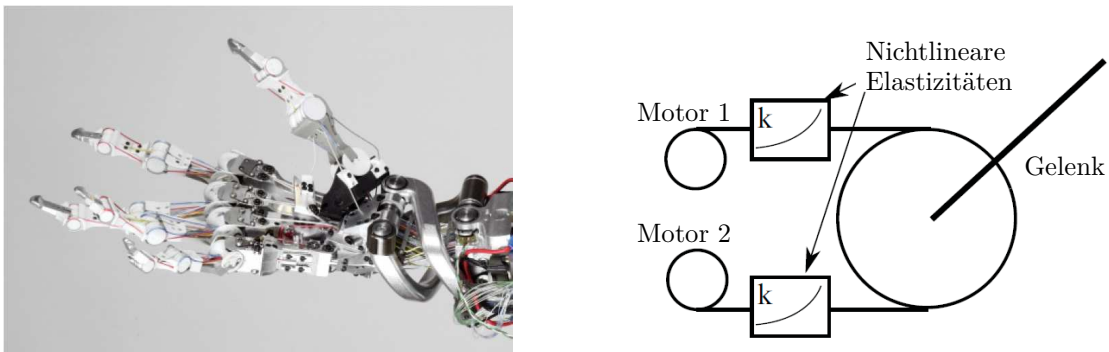


Abbildung 2.10.: Links: Foto der DLR-Hand. Rechts: Darstellung des antagonistischen Antriebssystems eines Fingergelenks der DLR-Hand. Abbildungen aus [38], mit freundlicher Genehmigung

Zur Drehung des Gelenks müssen sich beide Antriebe in die gleiche Richtung drehen. Arbeiten sie entgegengesetzt, wird die Steifigkeit des Gelenkes geändert. Eine wesentliche Einschränkung dieses Systems ist die verminderte Leistungsfähigkeit aufgrund der einfach wirkenden Seilzüge: jeder Aktor kann nur in eine Richtung wirken, ähnlich wie beim Muskelmodell aus der Biologie. Würden jedoch pro Aktor zwei Seilzüge mit den dazugehörigen elastischen Elementen eingesetzt, könnten die Antriebe in beide Drehrichtungen wirken. Dies erfordert jedoch eine Verdopplung der Teilezahl für die Kopplung der Aktoren und kommt daher in der beschriebenen Hand nicht zum Einsatz. Ein weiterer Nachteil ist die dauerhafte Drehmomentlast der Aktoren, welche zum Halten einer erhöhten Gelenksteifigkeit nötig ist. Ein Vorteil des antagonistischen Prinzips ist die einfache Übertragung der mechanischen Leistung über relativ weite Entfernungen durch Seile. Die Aktoren zum Antrieb der Fingergelenke können dadurch platzsparend und geschützt im Unterarm platziert werden.

Redundante Antriebe

Werden in einem Antrieb mindestens zwei Aktoren so mit dem Gelenk gekoppelt, dass beide bidirektional arbeiten können, kann von einem redundanten Antrieb gesprochen werden. Bei Ausfall eines Aktors kann der zweite die Funktion des gesamten Antriebs, wenn auch mit reduzierter Leistungsfähigkeit, aufrecht erhalten. Diese Eigenschaft hängt jedoch von der Art des Defekts ab – beispielsweise darf durch den Defekt eines Aktors der noch funktionierende Aktor nicht blockiert werden.

Steffen et al. haben serielle, parallele sowie kombinierte Anordnungen von linear arbeitenden Aktoren bezüglich der Ausfallsicherheit des gesamten Antriebs untersucht [29, 30, 33, 101]. Da es sich hierbei um die Kopplung einer größeren Anzahl von Antrieben handelt, ist die Rede von hoch redundanten Antriebssystemen (HRA¹²). Die Ausfallsicherheit wird hinsichtlich vier verschiedener Defekte unterschieden:

- Blockade: Der Aktor blockiert jegliche Bewegung.
- Bruch: Bruch in der Kraftübertragung – Der Abtrieb des Aktors kann frei bewegt werden.
- Kurzschluss: Die Anschlüsse des Antriebs sind kurzgeschlossen.
- Leistungsausfall: Die Energiezufuhr zum Aktor ist unterbrochen.

Von Steffen et al. wurden die Eigenschaften des gesamten Antriebs je nach Anordnung und Defekt der einzelnen Aktoren untersucht. Aufbauend auf dieser Analyse wurden Techniken zur Regelung der HRA evaluiert. Diese sind in [31, 34, 102] weiterführend beschrieben. Die Untersuchungen wurden hinsichtlich des Einsatzes der HRA in lebenswichtigen Systemen durchgeführt. Als Beispiel werden die Stellantriebe für Steuerklappen in Flugzeugen genannt, deren Ausfallsicherheit eine essenzielle Eigenschaft solcher Antriebe darstellt.

Die Arbeit von Gramsch [37] bezieht sich ebenfalls auf die Ausfallsicherheit von redundanten Antrieben. Diese werden von ihm als Aktorkaskaden bezeichnet. Wie auch bei Steffen et al. werden dabei linear arbeitende Aktoren betrachtet. Der Unterschied zu den HRA besteht in zwei Punkten: erstens haben die Aktoren einen bistabilen Arbeitszustand, d. h. sie können nur zwischen zwei Endlagen hin und her geschaltet werden; zweitens sind die Aktoren sowohl seriell als auch parallel durch Federelemente miteinander verbunden. Abbildung 2.11 zeigt eine solche Aktorkaskade. Durch die bistabile Funktionsweise der einzelnen Aktoren in der Kaskade ergibt sich ein einfaches Schema zur Ansteuerung des gesamten Antriebs.

¹²engl. *High Redundant Actuators*

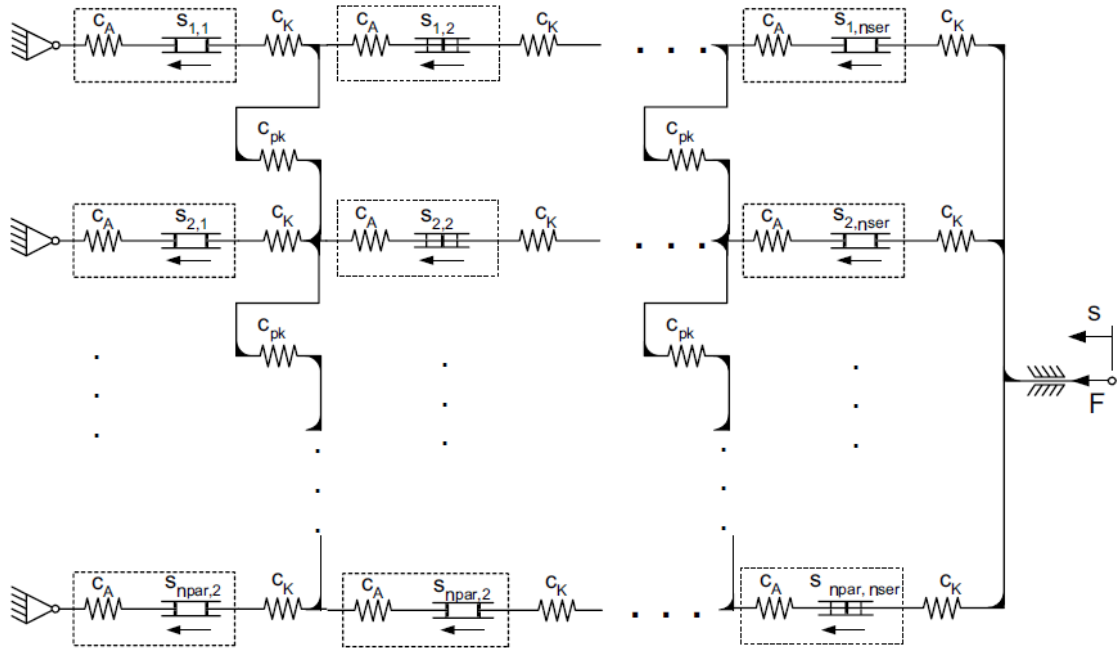


Abbildung 2.11.: Die Darstellung zeigt eine Aktorkaskade mit paralleler und serieller Kopplung der Aktoren nach Gramsch [37]. Die einzelnen Linearaktoren sind mit S gekennzeichnet. Die Aktoren (gepunktet umrahmt) weisen eine Federsteifigkeit C_A auf. Die Aktoren werden sowohl parallel (C_{pk}) als auch seriell (C_K) über Federelemente gekoppelt. Der Antrieb der Aktorkaskade wird durch den Punkt rechts im Bild dargestellt und ist durch die Kraft F und die Position s gekennzeichnet.

Abhängig von der Anzahl der enthaltenen Aktoren lässt sich die Hubbewegung sowie die ausgeübte Kraft in unterschiedlicher Auflösung steuern. Darüber hinaus zeigen sich Parallelen zum biologischen Muskelmodell, weshalb die Aktorkaskade als biomimetischer Antrieb klassifiziert wird.

Kapitel 3.

Motivation und Zielsetzung

Im vorigen Kapitel „Stand der Forschung“ wurden verschiedene humanoide Roboter vorgestellt und nach Funktionsweise und motorischen Fähigkeiten gegeneinander abgegrenzt. Zusätzlich wurden verschiedene, vorzugsweise multiaktuierte Antriebssysteme mit hoher Positioniergenauigkeit, hoher Haltekraft, elastischen Eigenschaften sowie hoher Redundanz und damit hoher Ausfallsicherheit beschrieben. Hier zeigte sich, dass insbesondere durch die parallele Kopplung mehrerer Aktoren das Spektrum der Steuerungsmöglichkeiten deutlich erweitert werden kann.

In der Natur ist das Prinzip der parallelen Kopplung von Aktoren weit verbreitet. Um ein einfaches Gelenk in zwei Richtungen drehen zu können, sind mindestens zwei Muskeln erforderlich, da diese nur in jeweils eine Richtung wirken; die Bewegung findet dann durch antagonistische Kontraktion statt. Die in der Robotik meist verwendeten elektromechanischen Aktoren können dagegen bidirektional wirken. Werden mehrere solcher Aktoren parallel gekoppelt, wird die mögliche Leistung des Gelenks in beide Bewegungsrichtungen erhöht, und es ergeben sich neue Möglichkeiten zur Ansteuerung. Betrachtet man die drei grundsätzlichen Betriebszustände eines Antriebs – treiben, bremsen, inaktiv (ausgeschaltet) –, so bestehen vielfältige interessante Möglichkeiten zur Steuerung mehrerer parallel gekoppelter Aktoren, wie sie an Beispielen im vorherigen Kapitel bereits vorgestellt wurden.

Betrachtet man nun die vorgestellten multiaktuierten Antriebssysteme unter dem Aspekt einer in die Mechanik ausgelagerten sensomotorischen Signalverarbeitung nach dem *Embodiment*-Prinzip, so zeigen insbesondere die VSAs interessante Eigenschaften. Ihre inhärente Elastizität führt zu einer selbständigen Adaption des Gelenkwinkels bei Krafteinwirkung, ohne dass hierfür eine Signalverarbeitung in einer übergeordneten Steuerung stattfinden muss. Ähnlich wie das biologische Vorbild können sie zusätzlich die Steifigkeit des Gelenks verändern, und damit aktiv die inhärenten Federeigenschaften angleichen. Somit erweitern sie einerseits die motorischen Eigenschaften des Roboters, etwa durch ihre Fähigkeit kinetische Energie zwischenzuspeichern, und ermöglichen andererseits durch ihre Flexibilität eine Auslagerung der sensomotorischen Signalverarbeitung.

Neben der Auslagerung sensomotorischer Signalverarbeitung unterscheiden sich die vorgestellten Antriebssysteme darin, wie und mit welchem mechanischen Auf-

wand die Aktoren gekoppelt werden. Wird ein möglichst geringer Aufwand zur Kopplung der einzelnen Aktoren angestrebt, um Komplexität, Teilezahl und Kosten des Systems gering zu halten, ist die starre parallele Kopplung mehrerer Aktoren die einfachste Lösung. Ein solches Antriebssystem wäre darüber hinaus einfach zu skalieren, da die Anzahl der gekoppelten Antriebe an die Leistungsanforderungen angepasst werden kann. Zudem bietet es eine hohe Modularität, sofern alle gekoppelten Aktoren einen identischen Aufbau haben. Dies kann den Entwicklungsaufwand des motorischen Systems deutlich reduzieren.

Im Rahmen der Literaturrecherche waren jedoch keine Forschungsergebnisse zur Steuerung multiaktuierter Antriebssysteme zu finden, bei denen mehrere Aktoren starr und ohne zusätzliche aktive Bauteile gekoppelt werden. Auch wurden bisher keine Steuerungsmethoden vorgestellt, die die inhärenten Eigenschaften solcher Antriebssysteme zur Optimierung des Antriebsverhaltens berücksichtigen oder mit deren Hilfe die leistungseinschränkenden Nichtlinearitäten und Reibungseffekte kompensieren. Hinsichtlich des Einsatzes in humanoiden Robotern stellt sich also die Frage: Welche Möglichkeiten gibt es, die inhärenten Eigenschaften starr parallel gekoppelter Aktoren zu nutzen, um die motorische Leistungsfähigkeit humanoider Roboter zu steigern? Aufbauend auf dieser Fragestellung ist die vorliegende Arbeit den nachfolgenden Zielen gewidmet:

1. Entwicklung und Untersuchung von Steuerungsmethoden auf Basis parallel gekoppelter Aktoren mit dem Zweck, die motorischen Fähigkeiten humanoider Roboter zu verbessern. Hierbei wird insbesondere die Kompensation antriebsbedingter Nichtlinearitäten und Reibungseffekte angestrebt.
2. Aufzeigen von Möglichkeiten zur Übertragung ermittelter Steuerungsmethoden auf Antriebe mit beliebig vielen parallel gekoppelten Aktoren.
3. Entwicklung einer übergeordneten Steuerung, die die zuvor evaluierten Steuerungsmethoden für den gemeinsamen Einsatz nutzbar macht.
4. Beschreibung einer möglichen Integration parallel gekoppelter Aktoren in Robotergerlenke.
5. Aufbau und praxisorientierte Erprobung parallel gekoppelter Aktoren.

Gemäß des *Embodiment*-Ansatzes sollen bei der Entwicklung möglicher Steuerungsmethoden die inhärenten Eigenschaften starr parallel gekoppelter Aktoren berücksichtigt werden. Ferner soll eine Auslagerung sensomotorischer Signalverarbeitung in die Mechanik begünstigt und damit die Signalverarbeitung vereinfacht werden. Zur praxisnahen Umsetzung der Ziele wird die sogenannte synthetische Methodik (engl. *Synthetic Methodology*) angewandt, wie sie von Pfeifer in seinem Werk *“How the body shapes the way we think”* („Wie der Körper unser Denken beeinflusst“) [84] beschrieben wird. Hierbei beruht die Analyse der Eigenschaften

eines Systems – im vorliegenden Fall parallel gekoppelter Aktoren – nicht auf der Entwicklung eines theoretischen Modells, in dem die physikalischen Vorgänge de facto nie in absoluter Übereinstimmung mit dem realen System abgebildet werden können. Vielmehr wird hier das reale System als einziges ideales Modell seiner selbst betrachtet. Gemäß dieser Sichtweise formte Brooks bereits 1991 seinen Leitsatz *“The world is its own best model”* („Die Welt ist selbst ihr bestes Modell“). Dementsprechend werden in der vorliegenden Arbeit die inhärenten Eigenschaften parallel gekoppelter Antriebe sowie die darauf aufbauenden Steuerungsmethoden empirisch am realen System untersucht und evaluiert.

Durch diese Vorgehensweise grenzt sich die vorliegende Dissertation von Arbeiten ab, in denen die klassische modellbasierte Regelung von Antriebssystemen humanoider Roboter verfolgt wird. Dies soll zu neuen Erkenntnissen bei der Entwicklung und Steuerung motorischer Systeme in der humanoiden Robotik führen. Die vorgestellte Arbeit ist dabei wie nachfolgend beschrieben aufgebaut.

3.1. Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Dissertationsschrift ist in elf Kapitel gegliedert. Die Kapitel 1 bis 4 stellen den bisherigen Stand der Forschung in Form von Rechercheergebnissen sowie den Ausgangspunkt der eigenen Forschung vor. Die Kapitel 5 bis 7 sind der Entwicklung von Steuerungsmethoden zur Optimierung der Antriebseigenschaften am Beispiel parallel gekoppelter Aktoren gewidmet. Die Kapitel 8 bis 10 beschreiben die dazu durchgeführten Experimente und die praktische Anwendung der gewonnenen Ergebnisse. Kapitel 11 fasst die gewonnenen Resultate zusammen und gibt einen Ausblick auf mögliche Weiterentwicklungen.

Kapitel 1: Einführung in das Arbeitsthema.

Kapitel 2: Definition der Begriffe Motor, Aktor und Antrieb und Vorstellung humanoider Roboter in Bezug auf Aufbau und Funktionsweise ihres motorischen Systems. Beschreibung weiterer, vorwiegend multiaktuierte Antriebssysteme.

Kapitel 3: Beschreibung der Motivation und Zielsetzung in Anlehnung an die Möglichkeiten multiaktuierter Antriebe. Vorstellung der Arbeitsmethode nach dem Prinzip der synthetischen Methodik nach Pfeifer. Beschreibung des Aufbaus der Arbeit.

Kapitel 4: Kurzbeschreibung der Funktionsweise von elektromechanischen Aktoren und grundlegender Reibungseffekte; Beschreibung von Funktion und Aufbau des in der Arbeit verwendeten Aktors; Vorstellung des Aufbaus des eingesetzten Antriebsteststandes.

Kapitel 5: Untersuchung des Antriebsverhaltens bei konstanter antagonistischer Vorspannung.

Kapitel 6: Untersuchung darüber, inwieweit die Nichtlinearitäten bei niedrigen Geschwindigkeiten und bei Drehrichtungsumkehr durch statische, dynamische und dynamisch-asymmetrische Anpassung der Vorspannung kompensiert werden können.

Kapitel 7: Untersuchung darüber, inwieweit der negative Einfluss getriebebedingter Reibungseffekte durch einfache oder phasenverschobene Pulsmodulation der Steuersignale kompensiert werden kann.

Kapitel 8: Verfahren zur Übertragung der zuvor ermittelten Steuerungsmethoden auf Antriebe mit beliebig vielen Aktoren; Untersuchung darüber, inwieweit die getriebebedingte Haftreibung zur Reduzierung der Energieaufnahme beim Halten statischer Positionen genutzt werden kann; Vorstellung einer hybriden Steuerung zur Nutzung der einzeln erarbeiteten Steuerungsmethoden in einer übergreifenden Steuerungsstruktur; Vorstellung der Funktionsweise der hybriden Steuerung in einem ersten Experiment.

Kapitel 9: Vorstellung des humanoiden Roboters Myon. Dieser ist mit multiaktuierten Antrieben ausgestattet und wird zur Validierung der hybriden Steuerung eingesetzt.

Kapitel 10: Anwendung und Evaluation der neu entwickelten hybriden Steuerung am humanoiden Roboter Myon; dazu Vorstellung der Implementation der hybriden Steuerung in die für die Entwicklung neuronaler Netze ausgelegte Robotersteuerung; Beschreibung und Auswertung der durchgeführten Experimente.

Kapitel 11: Zusammenfassung und Beurteilung der erarbeiteten Resultate; Empfehlungen für die Entwicklung neuer Robotersysteme; Ausblick auf weiterführende Arbeiten.

Technischer Anhang: Übersicht zusätzlicher Spezifikationen, Messwerte und Analysen.

Die Kapitel bauen im Wesentlichen aufeinander auf und sind mit zahlreichen Querverweisen versehen. Dennoch können Teile der Arbeit unabhängig gelesen werden, etwa Kapitel 2, 3 und 4 sowie Kapitel 5 bis 7 und Kapitel 9. Kapitel 8 und 10 bauen allerdings weitgehend auf den Inhalten der Kapitel 4 bis 7 auf.

Kapitel 4.

Systembeschreibung

Wie bereits in der Einleitung angesprochen, haben elektromechanische Aktoren gegenüber hydraulischen oder pneumatischen den Vorteil, dass sie keinen zusätzlichen Kompressor zum Betrieb benötigen. Zudem können die zur Steuerung erforderlichen Schaltkreise sehr kompakt aufgebaut werden, wohingegen die Ventile und Medienleitungen für pneumatische und hydraulische Antriebe meist mehr Platz benötigen und auch ein höheres Gewicht haben. Dies sind häufig die Gründe, weshalb in den meisten bestehenden mobilen Robotern elektromechanische Aktoren zum Einsatz kommen und deshalb auch Gegenstand der vorliegenden Arbeit sind.

Die in den nachfolgenden Kapiteln untersuchten Antriebe bestehen aus mehreren – meist zwei – parallel gekoppelten elektromechanischen Aktoren. Als Aktor werden gängige Servomotoren verwendet, die als DC-Getriebemotor mit integrierter Steuerelektronik ausgeführt sind. Zum besseren Verständnis der Funktionsweise werden im vorliegenden Kapitel grundsätzliche Eigenschaften und antriebsspezifische Merkmale vorgestellt. Ebenfalls Gegenstand dieses Kapitels sind Aufbau und Funktionsweise des Teststandes, der zur Analyse der Antriebe verwendet wurde.

Das Kapitel ist wie folgt gegliedert: Zu Beginn wird der elektromechanische Aufbau des DC-Motors und sein charakteristisches Verhalten vorgestellt. Danach werden getriebebedingte Reibungseffekte beschrieben, die einen signifikanten Einfluss auf das Antriebsverhalten haben. Hierbei wird zwischen Stillstand und Bewegung sowie Motor- und Bremsbetrieb differenziert. Anschließend werden Aufbau und Spezifikationen des verwendeten Servomotors vorgestellt und die Funktionsweise der Motorsteuerung überprüft. Zum Abschluss wird der Aufbau des verwendeten Antriebteststandes mit Messwelle, elektronischen Schnittstellen und Software beschrieben.

4.1. Grundlagen zum Arbeitsverhalten von DC-Motoren

Die Arbeit von Stemme [103] beschreibt detailliert den Aufbau und die physikalischen Funktionsweisen des DC-Motors und wird dem interessierten Leser als

weiterführende Lektüre empfohlen. Um für die vorliegende Arbeit eine Übersicht über die Funktionsweise des DC-Motors zu geben, werden hier die entscheidenden Eigenschaften nach Lunze [66] Kapitel 5 und Stemme [103] zusammengefasst. Dazu ist der Aufbau des DC-Motors schematisch als Ersatzschaltbild in Abbildung 4.1 dargestellt. Die Motorspannung U_M ergibt sich aus der Formel

$$U_M = R_M I_M + L_M \dot{I}_M + U_{\text{BEMF}}. \quad (4.1)$$

Dabei bezeichnet R_M den Wicklungswiderstand des DC-Motors, I_M den Motorstrom, L_M die Induktivität der Motorwicklungen und U_{BEMF} ¹ die induzierte Spannung. Diese ist entsprechend der Formel

$$U_{\text{BEMF}} = K_n \dot{\gamma} \quad (4.2)$$

direkt proportional zur Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$ des DC-Motors mit K_n als Proportionalitätskonstante. Das Drehmoment des DC-Motors M_M , das durch die elektromagnetische Kraft erzeugt wird, ist hingegen direkt proportional zum Motorstrom I_M und kann wie folgt angegeben werden:

$$M_M = K_M I_M. \quad (4.3)$$

K_M ist dabei die zugehörige Proportionalitätskonstante. Das entgegengerichtete Lastmoment M_L ergibt sich entsprechend Abbildung 4.1 nach der Formel

$$M_L = J_M \ddot{\gamma} + M_R \text{sign}(\dot{\gamma}). \quad (4.4)$$

Hierbei gibt J_M das Trägheitsmoment des Rotors und M_R das Reibmoment der Lager an. Die Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$ kann mit der Formel

$$n = \frac{\dot{\gamma}}{2\pi} 60 \quad (4.5)$$

in die Drehzahl n [1/min] umgerechnet werden.

¹engl. *BEMF* engl.: *Back Electromagnetic Force* dt. Gegen-EMK: die der Drehbewegung entgegenwirkende elektromagnetische Kraft, verursacht durch die Induktionswirkung des drehenden Läufers im Magnetfeld des Stators

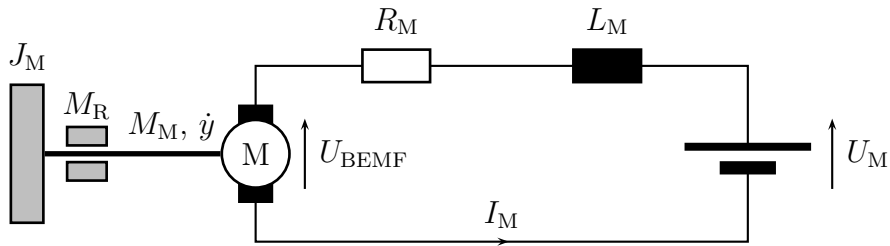


Abbildung 4.1.: Ersatzschaltbild des DC-Motors. Die Größen der elektrischen Eingangsleistung sind mit U_M und I_M , und die der mechanischen Ausgangsleistung mit M_M und \dot{y} gekennzeichnet. Die elektrischen Größen des Motors sind Wicklungswiderstand R_M und Induktivität L_M , die mechanischen Größen sind Trägheit J_M und Lagerreibung M_R . U_{BEMF} ist die induzierte Spannung.

Charakteristisches Motorverhalten

Wird das lagerbedingte Reibmoment M_R als konstanter Wert angenommen, so kann das charakteristische Verhalten des DC-Motors entsprechend dem Diagramm in Abbildung 4.2 dargestellt werden. Abhängig vom Motormoment M_M kennzeichnet die durchgezogene Linie den linearen Verlauf der Drehzahl n des Motors. Der Drehzahlverlauf des DC-Motors beginnt bei der Leerlaufdrehzahl n_0 ; aufgrund des Reibmoments M_R liegt diese jedoch nicht bei $M_M = 0$. Der Kurvenverlauf endet beim maximalen Drehmoment M_{max} , das auch Anhaltmoment genannt wird. Das Abtriebsmoment M_{ab} beträgt somit $M_{\text{max}} - M_R$. Die elektrische Eingangsleistung P_{elek} ergibt sich aus

$$P_{\text{elek}} = U_M I_M. \quad (4.6)$$

Sie beginnt im Ursprung und verläuft linear bis zur maximalen Aufnahmeleistung. Die mechanische Abgabeleistung P_{mech} ergibt sich aus

$$P_{\text{mech}} = (M_M - M_R) \dot{y}. \quad (4.7)$$

Für Drehmomente kleiner oder gleich M_R wird keine mechanische Abtriebsleistung erzeugt. Erst wenn das Motormoment M_M das Reibmoment M_R übersteigt, steigt P_{mech} an und verläuft entlang einer vertikal gespiegelten Parabel bis M_{max} . Das Maximum liegt hierbei mittig zwischen M_R und M_{max} . Die Verlustleistung P_V kann durch den Wirkungsgrad η_M beschrieben werden und ergibt sich aus den zwei Hauptkomponenten Reibungsverluste P_R und Stromwärmeverluste P_J . Hierbei gilt

$$P_V = P_R + P_J = M_R \dot{y} + I_M^2 R_M. \quad (4.8)$$

Das Maximum des Wirkungsgrades $\eta_{M_{\max}}$ kann durch die Formel

$$\eta_{M_{\max}} \approx \left(1 - \sqrt{\frac{M_R}{M_{\max}}}\right)^2 \quad (4.9)$$

angenähert werden. Der Wirkungsgradverlauf ist ausgeprägt nichtlinear. Für den Bereich $M_M \leq M_R$ ist der Wirkungsgrad η_M null. Danach steigt er sprunghaft an und erreicht kurz darauf sein Maximum. Anschließend fällt er annähernd linear bis auf null ab. Der Verlauf des Wirkungsgrades ist stark von der Höhe des Verlustdrehmoments M_R abhängig: Ist das Verlustmoment geringer, verschiebt sich das Wirkungsgradmaximum nach links und steigt zugleich an. Steigt dagegen das Verlustdrehmoment M_R , verschiebt sich das Wirkungsgradmaximum nach rechts und sinkt zugleich ab.

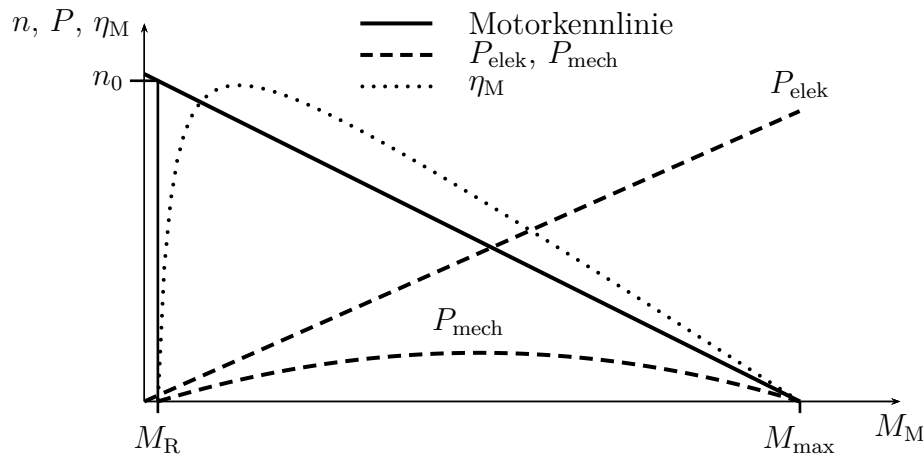


Abbildung 4.2.: Qualitative Darstellung des Motorverhaltens bei konstanter Motorspannung und -temperatur. Als Kurven sind die Motorkennlinie, die Ein- und Ausgangsleistung (P_{elek} , P_{mech}) und der Motorwirkungsgrad η_M eingetragen. Die Verlustreibung M_R kennzeichnet den Beginn der Abgabeleistung bei der Leerlaufdrehzahl n_0 . Bei M_{\max} ist das maximale Motordrehmoment erreicht.

Getriebeeigenschaften

Üblicherweise haben DC-Motoren eine zu hohe Drehzahl und ein zu niedriges Drehmoment zum direkten Antreiben von Robotergelenken. Zwar gibt es sogenannte Direktantriebe, welche dem geforderten Verhältnis von Drehzahl zu Drehmoment näher kommen, jedoch sind diese infolge der erforderlichen Veränderungen des Motoraufbaus recht schwer und voluminös. Daher werden zur Anpassung von Drehzahl und Drehmoment bevorzugt Getriebe eingesetzt. Zu den in der Robotik

gebräuchlichsten Getriebetypen mit rotatorischer Hauptbewegung gehören Stirnradgetriebe, Planetengetriebe und Harmonic Drive[®] Getriebe². Alle drei Getriebetypen gehören zur Klasse der Zahnradgetriebe, auf die sich auch die folgende Beschreibung bezieht.

Der Einsatz von Zahnradgetrieben bringt neben der Übersetzung von Drehzahl und Drehmoment drei zusätzliche Eigenschaften mit sich: Erstens steigt der Einfluss des Trägheitsmoments J_M des Motors quadratisch mit dem Übersetzungsfaktor i_G des Getriebes nach der Formel

$$J_A = J_M i_G^2. \quad (4.10)$$

J_A beschreibt hierbei das Trägheitsmoment am Abtrieb des Getriebes. Zweitens weisen die Getriebe ein Getriebespiel (Lose) auf, infolgedessen sich ein nichtlinearer Winkelverlauf bei Lastwechsel ergibt. Nur im Fall des Harmonic Drive[®] Getriebes tritt aufgrund des Funktionsprinzips – die Zahnräder werden ineinandergedrückt – keine Lose auf. Drittens beeinflusst die Reibung des Getriebes maßgeblich das Arbeitsverhalten des Aktors und wird daher im folgenden Abschnitt näher betrachtet.

4.2. Getriebereibung

Die auftretenden Reibungseffekte im DC-Motor sind gering und werden daher bei der obigen Beschreibung des Motorverhaltens lediglich durch einen konstanten Reibfaktor M_R berücksichtigt. Die Reibungseffekte in Zahnradgetrieben mit erhöhter Übersetzung (größer 1:100) sind hingegen erheblich komplexer und beeinflussen das Antriebsverhalten signifikant. Zur Beschreibung dieser Reibungseffekte in Antriebssystemen wurden zahlreiche Modelle entwickelt, die von makroskopischer bis zu mikroskopischer Betrachtung reichen. Eine gute Übersicht zu den unterschiedlichen Reibungsmodellen geben die Arbeiten von Olssen [77, 78].

Am Beispiel der DLR-Leichtbauarme zeigt Albu-Schäffer [14], dass zur Modellierung der makroskopischen Reibungseinflüsse in Getrieben mit hoher Übersetzung ($i_G = 1 : 160$ bis $i_G = 1 : 612$) die folgenden drei gängigen Reibungsarten genügen: Coulomb-Reibung, Haftreibung (engl. *Stiction*) und viskose Reibung. Gemäß [14] lassen sich diese Reibungsarten für rotatorische Systeme wie folgt beschreiben:

Coulomb-Reibung: Die Coulomb-Reibung M_{R_C} beschreibt die Festkörperreibung. Sie ist wie im Fall des Arbeitsverhaltens des DC-Motors von der Drehrichtung abhängig und wechselt ihr Vorzeichen bei Drehrichtungsumkehr (siehe Abbildung

²Gleitkeilgetriebe des Herstellers Harmonic Drive AG

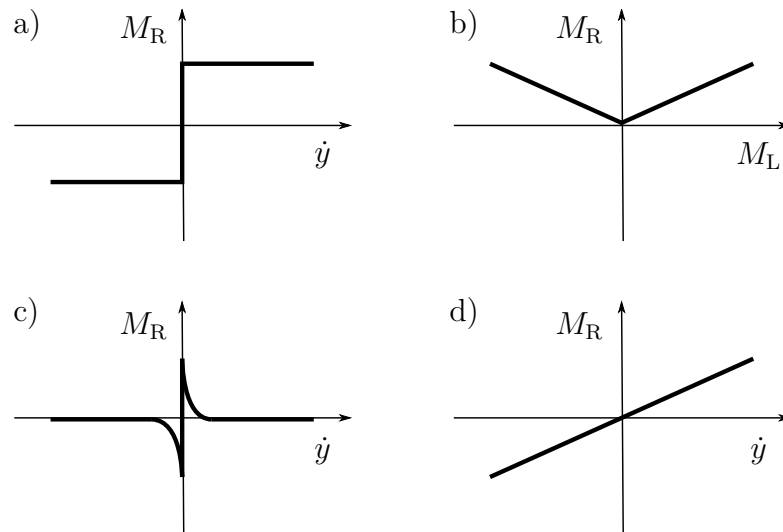


Abbildung 4.3.: a) Coulomb-Reibung, b) lastabhängige Reibung, c) Haftreibung, d) Viskose Reibung. Grafik entsprechend [14].

4.3 a). Sie zeigt daher bei $\dot{y} = 0$ einen nichtlinearen Sprung auf der Drehzahlachse. Diese Reibungsart kann analog zu Formel 4.4 wie folgt angegeben werden:

$$M_R = M_{R_C} \operatorname{sign}(\dot{y}) \quad (4.11)$$

Zusätzlich zum konstanten Anteil der Coulomb-Reibung wird sowohl in [14] als auch in [62] auf die lastabhängige Größe der Coulomb-Reibung hingewiesen (siehe Abbildung 4.3 b), die wie folgt angegeben wird:

$$M_R = \mu_G |M_L| \operatorname{sign}(\dot{y}) \quad (4.12)$$

Dabei ist μ_G der Gleitreibungskoeffizient der lastmomentabhängigen Coulomb-Reibung.

Haftreibung: Diese Reibungsart beschreibt die Coulomb-Reibung bei Stillstand ($\dot{y} = 0$). Dort tritt ein sprunghafter Anstieg der Reibung auf (siehe Abbildung 4.3 c), der bei Drehrichtungsumkehr oder beim Anlaufen aus der Ruhelage überwunden werden muss. Wie durch Formel 4.12 beschrieben, ist die Reibung vom Lastmoment M_L abhängig, jedoch gilt bei Stillstand der Haftreibungskoeffizient μ_H anstelle des Gleitreibungskoeffizienten μ_G . Hierbei ist zu beachten, dass μ_H immer größer ist als μ_G . Bei kleinen Winkelgeschwindigkeiten kommt es aufgrund der unterschiedlichen Reibungskoeffizienten häufig zu einem periodischen Wechsel zwischen Haft- und Gleitreibung. Dieser Effekt wird auch *Stick-Slip*-Effekt genannt und äußert sich durch Vibrationen oder ruckartige Bewegungen. Im Abschnitt 7.2 wird dieser

Effekt an einem Beispiel näher erläutert.

Viskose Reibung: Die viskose Reibung (siehe Abbildung 4.3 d) basiert auf dem Verhalten von Flüssigkeiten wie z. B. Schmierstoffen und ist im Gegensatz zur Festkörperreibung auch vom Betrag der Geschwindigkeit abhängig. Sie wird wie folgt angegeben:

$$M_R = M_{R_V} \dot{y} \quad (4.13)$$

Nun sollen die beschriebenen Reibungsarten in ihrem Zusammenwirken in Abhängigkeit der Winkelgeschwindigkeit \dot{y} beschrieben werden. Dazu kann die folgende fallabhängige Gleichung genutzt werden:

$$M_R = \begin{cases} \begin{cases} M_M & \text{für } |M_M| < |M_{R_H}| \\ M_{R_H} = (M_{R_C} + \mu_H |M_L|) \text{sign}(M_M) & \text{sonst} \end{cases} & \text{für } \dot{y} = 0 \\ (M_{R_C} + \mu_G |M_L|) \text{sign}(\dot{y}) + M_{R_V} \dot{y} & \text{für } \dot{y} \neq 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

Demnach wird das Reibmoment M_R dem Motormoment M_M gleichgesetzt, sofern sich der Motor im Stillstand befindet und das Motormoment M_M kleiner als das Reibmoment der Haftreibung M_{R_H} ist. Andernfalls könnte das Reibmoment M_R die Last entgegen dem Motormoment M_M beschleunigen, was nicht dem realen, passiven Reibungsverhalten entspräche.

Für die weitere Beschreibung des Abtriebsdrehmoments M_{ab} , das sich aus dem Reibmoment M_R und dem Motormoment M_M zusammensetzt, muss zunächst der Betriebszustand des Aktors bestimmt werden. Dies geschieht anhand der Vierquadrantendarstellung (Abbildung 4.4). Hier wird zwischen Motorbetrieb und Bremsbetrieb unterschieden. Wirken Drehrichtung \dot{y} und Motormoment M_M in die gleiche Richtung, so befindet sich der Aktor im Motorbetrieb (Quadrant I und III). Sind die beiden Größen entgegengerichtet, so spricht man vom Bremsbetrieb (Quadrant II und IV). Da die Reibung immer der Bewegung entgegenwirkt, kann das Antriebsmoment in Abhängigkeit vom Betriebszustand wie folgt angegeben werden:

$$M_{ab} = \begin{cases} M_M - M_R & \text{für Quadrant I, III} \\ M_M + M_R & \text{für Quadrant II, IV} \end{cases} \quad (4.15)$$

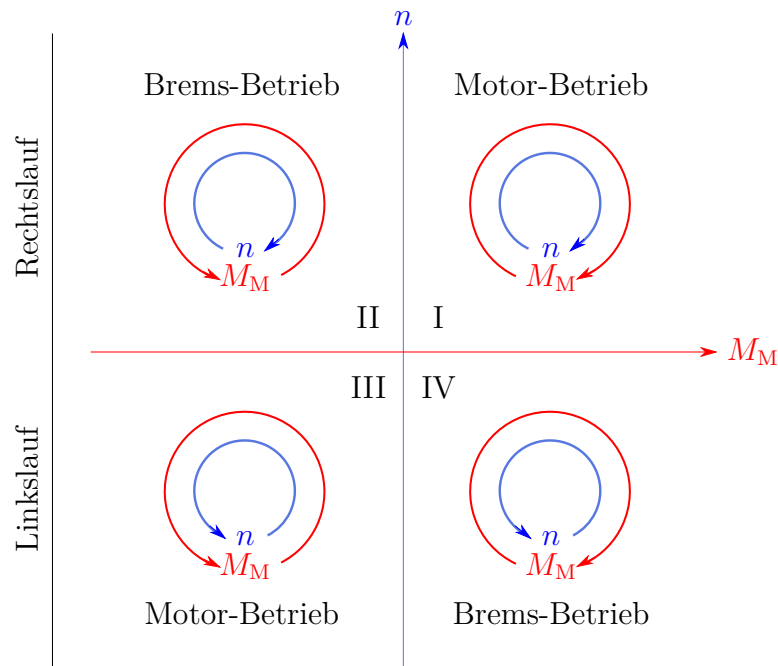


Abbildung 4.4.: Vierquadrantenansicht des Aktors.

Im Motorbetrieb wird das Motormoment M_M um das Reibmoment M_R reduziert. Im Bremsbetrieb wirken jedoch beide Momente in die gleiche Richtung und addieren sich daher. Zusätzlich verstärkt sich das Motormoment M_M infolge der nun gleichgerichteten Spannungen U_M und U_{BEMF} in Abhängigkeit von der Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$. Je nach Größe der Reibung M_R und Betrag der Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$ unterscheiden sich also die Abtriebsmomente M_{ab} bei Motor- und Bremsbetrieb erheblich. Dadurch wird die Regelung bei erhöhtem Lastmoment und wechselndem Betriebszustand deutlich erschwert.

4.3. Servomotor Dynamixel RX-28

In den ersten beiden Abschnitten dieses Kapitels wurden die grundlegenden Eigenschaften von DC-Motoren und deren getriebebedingte Reibungseffekte beschrieben. Im Folgenden wird der in den später eingesetzten Experimenten verwendete Aktor vorgestellt, der sich entsprechend der zuvor beschriebenen Antriebseigenschaften verhält.

Als Aktor wird ein Servomotor des Typs *Dynamixel RX-28* [93] des Herstellers *Robotis* verwendet. Dieser zeichnet sich sowohl durch einen kompakten und robusten Aufbau als auch durch einfache Handhabung bei Montage, Kommunikation und Ansteuerung aus. Er wird im Forschungslabor für Neurorobotik als universeller Aktor für unterschiedliche Projekte eingesetzt. Hierzu zählen Projekte

zur Kupplungstechnik wie in [35, 48, 97] beschrieben, zu kleinen Robotern wie den *Semni* [45], bis hin zum humanoiden Roboter *Myon* [47, 96]. Der Einsatz des genannten Servomotors soll deshalb auch die Übertragung der in dieser Arbeit entwickelten Steuerungsmethoden auf bestehende Projekte erleichtern.

Aufbau

In Abbildung 4.5 ist der Servomotor mit seinen äußeren Abmessungen dargestellt. Das Gewicht des Servomotors beträgt 72 g. Zur Ansteuerung des integrierten DC-Motors dient eine interne Steuerelektronik. Zur Übersetzung der mechanischen Abtriebsleistung des DC-Motors wird ein klassisches Stirnradgetriebe genutzt. Zusätzlich verfügt der Servomotor über einen Winkelsensor, der die Winkelposition der Abtriebswelle innerhalb eines Winkelbereichs von 300 Grad (absolut) erfasst. Die Motortemperatur wird durch einen integrierten Temperatursensor erfasst.

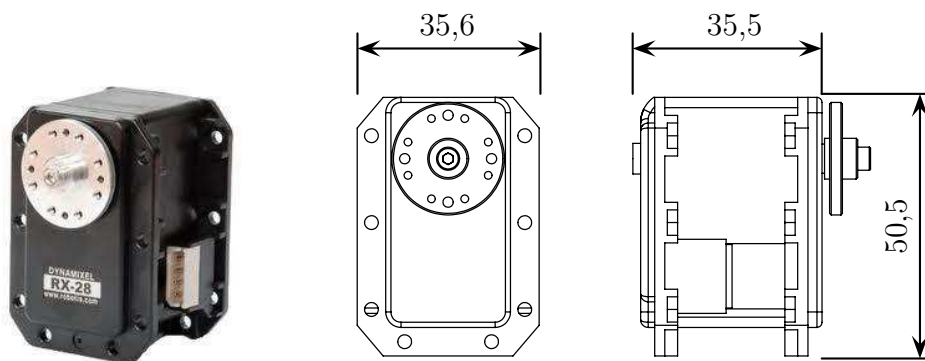


Abbildung 4.5.: Links: Foto des Servomotors Dynamixel RX-28. Mitte: Bemaßte Draufsicht. Rechts: Bemaßte Seitenansicht. Alle Maße sind in Millimeter angegeben. Foto entnommen aus [93].

Komponenten des Servomotors

Zu den einzelnen Komponenten zählen der DC-Motor, das Stirnradgetriebe und die Servoelektronik, deren Eigenschaften und Spezifikationen im folgenden beschrieben werden:

DC-Motor: Im Servomotor wird ein DC-Motor des Typs RE-max17 des Herstellers *Maxon Motor AG* eingesetzt. In der Tabelle 4.1 sind die Spezifikationen des RE-max17 entsprechend den Herstellerangaben [68] zusammengestellt. Aufbau und Funktionsweise des RE-max17 werden von Stemme in [103] detailliert beschrieben. Sie entsprechen den typischen Funktionsprinzipien eines konventionellen DC-Motors (siehe [65] Kapitel „Elektrische Maschinen“ und [40] Kapitel

Tabelle 4.1.: DC-Motor RE-max 17 (Artikelnummer 214897)

Werte bei Nennspannung	
Nennspannung	12 V
Lehrlaufdrehzahl	10600 min ⁻¹
Lehrlaufstrom	9,2 mA
Nennndrehzahl	8110 min ⁻¹
Nennmoment	3,67 mNm
Nennstrom	0,35 A
Anhaltemoment	15,5 mNm
Anlaufstrom	1.45 A
Max. Wirkungsgrad	85 %
Kenndaten	
Anschlusswiderstand	8,3 Ω
Anschlussinduktivität	0,206 mH
Drehmomentkonstante	10,7 mNm A ⁻¹
Drehzahlkonstante	889 min ⁻¹ V ⁻¹
Kennliniensteigung	687 min ⁻¹ mNm ⁻¹
Mechanische Anlaufzeitkonstante	6,25 ms
Rotorträgheitsmoment	0,898 gcm ²

„Elektrotechnik“). Jedoch handelt es sich beim RE-max 17 um einen hochdynamischen DC-Kleinstmotor mit eisenlosem Rotor. Durch das Fehlen des Eisenkerns hat der Motor ein geringes Trägheitsmoment und weist infolgedessen eine bessere Dynamik beim Beschleunigen auf als vergleichbare DC-Motoren mit eisenbehafteten Rotoren. Allerdings ist er auch temperaturempfindlicher als konventionelle DC-Motoren, da bei Herstellung des eisenlosen Rotors die Motorwicklungen zur Stabilisierung mit Harz vergossen werden. Steigt die Temperatur des Rotors über die maximale thermische Belastungsgrenze von 85°C, beginnt das Harz zähflüssig zu werden und die Kupferwicklungen können sich verformen, was den Motor irreparabel beschädigen kann.

Stirnradgetriebe: Das eingesetzte Stirnradgetriebe ist fünfstufig und hat eine Übersetzung von 1:195. Bis auf das Abtriebszahnrad, das doppelt kugelgelagert ist, sind alle Zahnräder gleitgelagert. Das Abtriebsrad des Getriebes ist direkt mit dem integrierten Winkelsensor verbunden. Für die Weiterleitung des Abtriebsmomentes ist das nach außen stehende Wellenende des Abtriebsrades mit einer Keilwellenverbindung versehen, an die ein Ruderhorn montiert werden kann.

Servoelektronik: Der Servomotor arbeitet mit einer Betriebsspannung von 12 bis 16 V. Herzstück der Servoelektronik ist ein 8-Bit *ATmega8* Mikroprozessor des Herstellers *Atmel* [18]. Zur Kommunikation wird eine RS-485 Datenschnittstelle genutzt. Die Datenleitung ist symmetrisch aufgebaut, wodurch die Störanfälligkeit über kleine bis mittlere Distanzen auch ohne geschirmte Kabel sehr gering ist. Auf der Basis des verwendeten Datenprotokolls und der in den Servomotor integrierten Leistungselektronik können bis zu 254 Servomotoren seriell miteinander verbunden werden.

Als Leistungstreiber zur Ansteuerung des DC-Motors wird eine H-Brücke des Typs *L6201* des Herstellers *STMicroelectronics* eingesetzt [104]. Dieser verbindet isolierte DMOS³-Leistungstransistoren mit einem bipolaren CMOS⁴-Schaltkreis in einem Bauteil. Die H-Brücke ist bis 2 A stromfest und hat einen integrierten Überlastschutz.

Der Winkel der Abtriebswelle wird durch ein 10 k Ω Kunststoffschicht-Drehpotentiometer erfasst. Dieser Winkelsensor arbeitet in einem Bereich von 0 bis 300 Grad und kann anschlagfrei durchgedreht werden. Die Motortemperatur wird über einen Thermistor ermittelt, der auf der Platine direkt neben dem Motor angebracht ist.

Interne Steuerung des Servomotors

Der DC-Motor wird mit einer pulswertenmodulierten Spannung (PWM) mit einer Frequenz von 15,6 kHz angesteuert. Die H-Brücke lässt vier verschiedene Schaltzustände zu, die in Abbildung 4.6 dargestellt sind. Im Schaltzustand A liegt die externe Betriebsspannung am Motor an. In B ist dies ebenfalls der Fall, jedoch mit inverser Polarität. Im Zustand C liegt keine äußere Spannung an, aber der Motor wird kurzgeschlossen. Bei D kann wegen eines völlig offenen Stromkreises kein Strom fließen – der Motor befindet sich im Freilauf.

Die zeitliche Abfolge der Schaltzustände der H-Brücke ist in Abbildung 4.7 dargestellt. Durch das Verhältnis von T_A zur Periodendauer T_{PWM} wird die elektrische Eingangsleistung gesteuert. Dies entspricht dem Integral

$$U_M(t) = \int_0^{T_{\text{PWM}}} U_{\text{PWM}} dt, \quad (4.16)$$

das die effektive Motorspannung $U_M(t)$ angibt. Während T_{off} liegt keine Betriebsspannung am Motor an. In dieser Zeit kann der Motor entweder kurzgeschlossen werden (Schaltzustand C) oder freilaufen (Schaltzustand D). Die Dauer dieser bei-

³engl. *Double Diffused Metal Oxide Semiconductor*

⁴engl. *Complementary Metal Oxide Semiconductor*

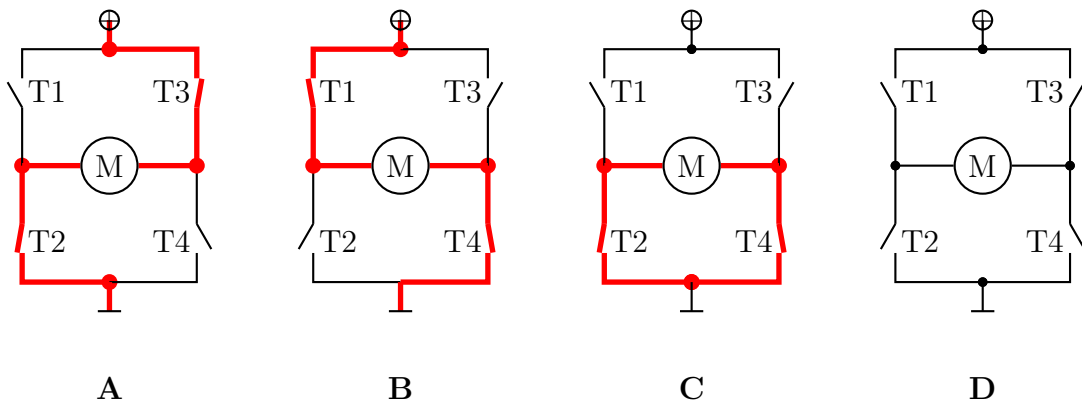


Abbildung 4.6.: Darstellung der vier Schaltzustände der H-Brücke. A: Transistoren T2 und T3 geschlossen, der Motor wird mit Betriebsspannung versorgt. B: Transistoren T1 und T4 geschlossen, der Motor wird mit Betriebsspannung umgekehrter Polarität versorgt. C: Transistoren T2 und T4 geschlossen. Der Motor ist kurzgeschlossen. D: Alle Transistoren offen, der Motor befindet sich im Freilauf.

den Zustände hängt vom Verhältnis von T_C und T_D zu T_{off} ab, aber auch von der Schaltdauer T_A bzw. T_{off} .

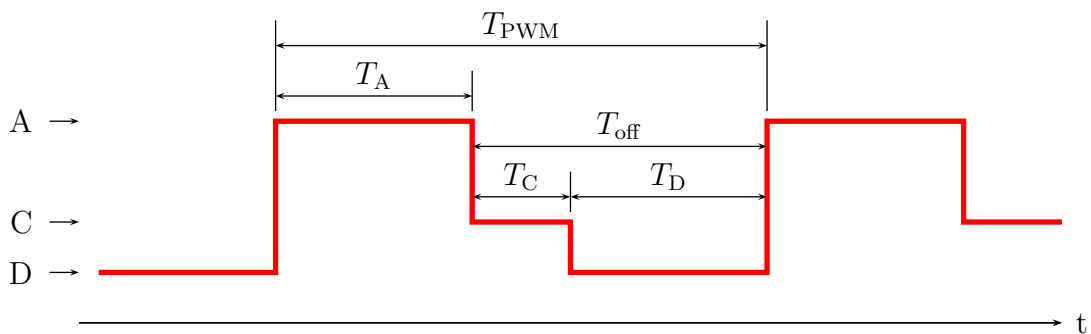


Abbildung 4.7.: Beispielhafter Verlauf der Umschaltvorgänge während einer Periodendauer T_{PWM} der PWM. Links sind die Schaltzustände der H-Brücke gekennzeichnet. Die Abszisse beschreibt den zeitlichen Verlauf der Schaltzustände. T_A , T_C und T_D kennzeichnen die Dauer der einzelnen Schaltzustände.

Die Möglichkeit des Wechsels zwischen Zustand C und D während der passiven Phase T_{off} wurde erst durch ein Firmware-Update des Servomotors möglich, das von Benckendorff entwickelt wurde [19]. Werksseitig kann der DC-Motor während der passiven Phase nur in den Zustand C oder D geschaltet werden, wobei im Freilauf (D) $T_A = 0$ ist und kein Antriebsmoment erzeugt wird.

Die während der passiven Phase möglichen Schaltzustände C und D beeinflussen das Verhalten des DC-Motors wie folgt: Wird der DC-Motor kurzgeschlossen

(C), spricht man vom *Brake*-Modus – infolge des Kurzschlusses wird die Bewegung des DC-Motors abgebremst. Werden stattdessen die Motoranschlüsse offen gelassen (D), befindet sich der DC-Motor im *Coast*-Modus – der DC-Motor dreht ungebremst weiter.

Zur Ermittlung des Antriebsverhaltens nach dem Firmware-Update wurde das Drehzahl- und Drehmomentverhalten des Servomotors in drei unterschiedlichen Ansteuerungsarten untersucht:

- Analogbetrieb
- PWM-Betrieb (*Brake*-Modus)
- PWM-Betrieb (*Coast*-Modus)

Die Untersuchungen werden ausführlich im Anhang, Abschnitt A.1 beschrieben. Die Analyse im Analogbetrieb gibt hierbei die Ausgangssituation vor, entsprechend dem charakteristischen Motorverhalten aus Abschnitt 4.1.

Drehzahl und Drehmoment des Servomotors im *Brake*-Modus des PWM-Betriebs zeigen ein mit dem Analogbetrieb vergleichbares Verhalten. Die Abweichungen der ermittelten Drehzahl- und Drehmomentkonstanten sind nur geringfügig und können auf unterschiedliche Messmethoden und Schwankungen der Motortemperatur bei den einzelnen Experimenten zurückgeführt werden.

Es zeigt sich, dass der Antrieb im *Coast*-Modus empfindlicher auf Drehmoment-schwankungen reagiert als im *Brake*-Modus. Das Drehzahlverhalten im *Coast*-Modus ist mit den zuvor ermittelten Ergebnissen im *Brake*-Modus vergleichbar, jedoch nur in Bezug auf die effektive Motorspannung nach Gleichung 4.1. Das Verhalten der Drehzahl zur durch die PWM erzeugten Motorspannung U_M weicht erheblich vom linearen Verlauf ab. Auch das Drehmoment zeigt eine nicht zu vernachlässigende Abweichung zum erwarteten linearen Verhalten. Aufgrund dieses nichtlinearen Verhaltens und der deshalb verminderten Aussagekraft der entsprechenden Experimente werden alle später beschriebenen Versuche ausschließlich im *Brake*-Modus durchgeführt.

Bei der Untersuchung im *Brake*-Modus lässt sich außerdem feststellen, dass der Servomotor erst bei etwa 2% der maximal möglichen Motorspannung anläuft. Weiterführende Analysen zeigen, dass der verzögerte Anlauf nicht auf die Haftreibung, sondern auf die Arbeitsweise der Motorsteuerung zurückzuführen ist. Diese weist einen Totbereich bei niedrigem Aussteuergrad⁵ auf. Für niedrige Motorspannungen muss der Motortreiber einen entsprechend kurzen Spannungspuls erzeugen.

⁵Bei der PWM gibt der Aussteuergrad (engl. *duty factor*) das Verhältnis der Impulsdauer T_A zur Periodendauer T_{PWM} an. Nach Formel 4.16 gibt der Aussteuergrad die effektive Motorspannung als prozentualen Anteil der Betriebsspannung des Servomotors an.

Aufgrund der festen Taktzeit der PWM und des minimal nötigen Zeitfensters zum Einstellen des *Brake*- und *Coast*-Modus kann der Spannungspuls jedoch nicht beliebig kurz sein. Somit fällt die Motorspannung ab Unterschreiten eines Schwellwertes auf 0. Der Schwellwert für den verwendeten Servomotor liegt bei 0,23 V und wird nachfolgend mit U_{\min} bezeichnet. Das resultierende Antriebsverhalten wird in Kapitel 6 weiter untersucht.

4.4. Aufbau des Antriebteststandes

Der Antriebteststand wurde als isolierte Testumgebung zur experimentellen Analyse des Arbeitsverhaltens unterschiedlicher Antriebe entwickelt. Die Hauptaufgabe des Antriebteststandes ist die Erfassung der elektrischen Größen der Eingangsleistung P_{elek} und der mechanischen Größen der Ausgangsleistung P_{mech} . Hierfür ist der Teststand mit verschiedenen Sensoren ausgerüstet. Verifikation und Ermittlung von Korrekturfaktoren für alle Sensoren sind im Anhang A.2 aufgeführt.

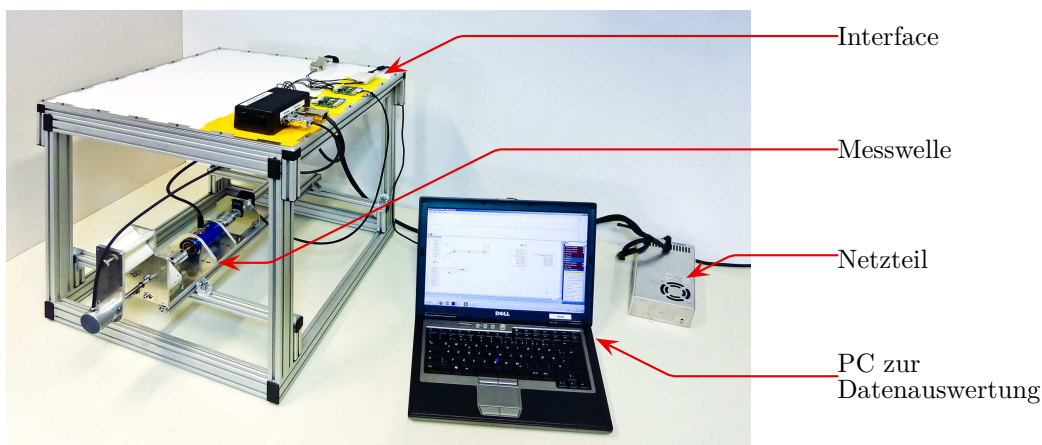


Abbildung 4.8.: Foto des Antriebteststandes. Links im Bild ein Rahmengerüst, in das die Messwelle eingebaut wurde. Sensoren und Antrieb der Messwelle sind mit dem Interface auf der Oberseite des Rahmengerüsts verbunden. Rechts im Bild ein PC zur Datenaufzeichnung und -auswertung. Das Netzteil wird für die Stromversorgung von Interface und Antrieb benötigt.

Abbildung 4.8 zeigt den gesamten Antriebteststand. Kernelement ist die Messwelle, die den jeweiligen Antrieb mit einer mechanischen Last verbindet. Die Messwelle verfügt darüber hinaus über Sensoren zur Erfassung der mechanischen Leistung P_{mech} . Die Erfassung der elektrischen Leistung P_{elek} erfolgt durch im Servomotor und im Interface integrierte Sensoren. Stromquelle für das Interface und den Antrieb ist ein Netzteil mit einer Ausgangsspannung von 14,8 V bei maximal 21,4 A.

Zur Steuerung des Antriebs und zur Datenerfassung wird eine spezielle Nutzersoftware namens *BrainDesigner* verwendet, die auf dem PC in Abbildung 4.8 installiert ist. Die einzelnen Elemente des Antriebteststandes sind zur besseren Visualisierung im Blockdiagramm 4.9 dargestellt. Im Folgenden werden Messwelle und Interface sowie die Funktion der verwendeten Benutzersoftware beschrieben.

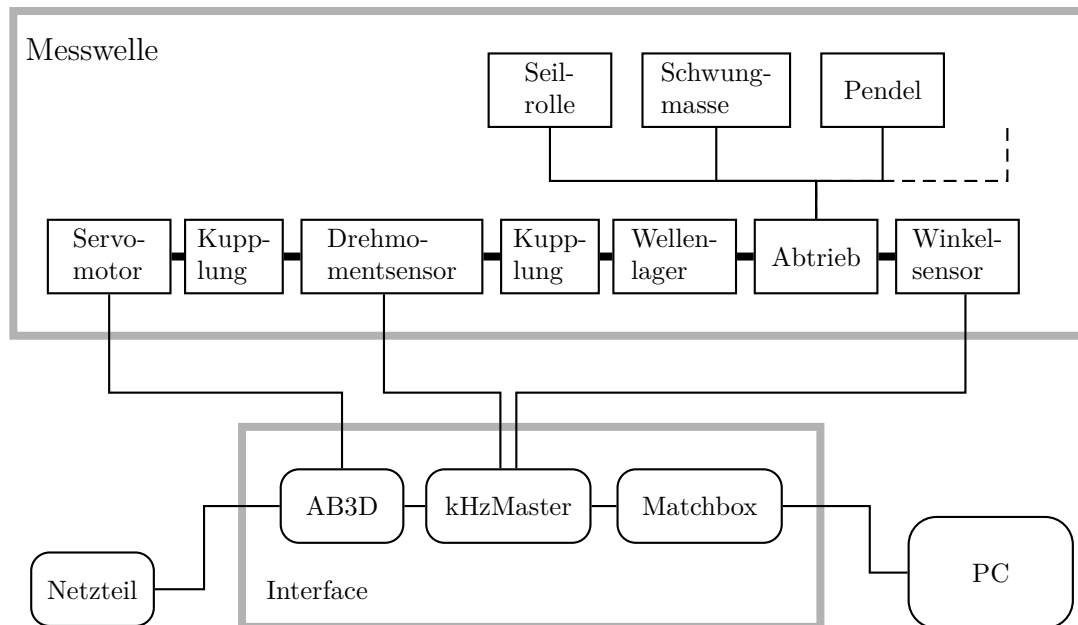


Abbildung 4.9.: Blockschaltbild des Antriebteststandes. Oben sind die Komponenten der Messwelle dargestellt, unten die Komponenten des Interfaces sowie Netzteil und PC.

Aufbau der Messwelle

Der Aufbau der Messwelle wird in Abbildung 4.10 gezeigt. Die gesamte Messwelle ist für ein maximales Drehmoment von 5 Nm ausgelegt. Alle Segmente der Messwelle sind spielfrei seriell miteinander verbunden, so dass sie coaxial zueinander ausgerichtet sind. Dadurch werden Hystereseeffekte zwischen Antrieb und Abtrieb vermieden. Bei der Dimensionierung der Messwelle wurde insbesondere auf ein geringes Trägheitsmoment der drehenden Teile geachtet. Zusätzlich wurde die Reibung in allen Wellenlagern durch Einsatz niedrigviskoser Schmierstoffe gesenkt. Die gesamte Messwelle (ohne Antrieb und Last) weist ein rotatorisches Trägheitsmoment von $10,16 \times 10^{-6} \text{ kgm}^2$ sowie eine experimentell ermittelte Reibung (drehmomentunabhängige Coulomb-Reibung) von nur 1,17 mNm auf.

Von links aus betrachtet beginnt der Aufbau der Messwelle mit dem Antrieb, in diesem Fall einem einzelnen Servomotor. Dessen Abtrieb ist durch eine Ausgleichs-

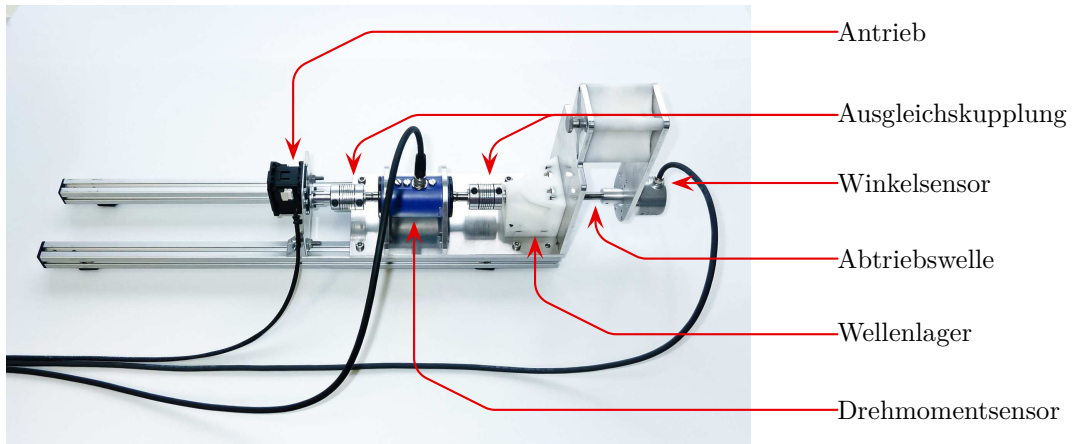


Abbildung 4.10.: Foto der Messwelle mit Kennzeichnung der einzelnen Komponenten. Alle Komponenten sind auf zwei Aluminiumprofilen befestigt, die zur Montage im Rahmengestell benötigt werden.

kupplung mit einem rotatorisch entkoppelten Drehmomentsensor verbunden. Dieser wiederum ist auf der rechten Seite durch eine zweite Ausgleichskupplung mit der Abtriebswelle verbunden. Um Radial- und Axiallasten aufnehmen zu können, wird die Abtriebswelle von zwei Wellenlagern in einem Kunststoffgehäuse gehalten. Am rechten Ende der Messwelle befindet sich der Winkelsensor. Als letzte Komponente kann eine mechanische Last zwischen Wellenlager und Winkelsensor angebracht werden.

Sensoren der Messwelle

Winkelsensor: Als Winkelsensor wurde ein optisch arbeitender Sensor vom Typ *AC36/0014ER.41SBB* des Herstellers *Hengstler* gewählt. Dieser Winkelsensor erzeugt ein auf 360 Grad absolutes digitales Messsignal mit 14 Bit Auflösung. Die Sensordaten werden über eine SSI-Schnittstelle bereitgestellt. Zum besseren Überblick sind die wichtigsten Angaben in Tabelle 4.2 zusammengestellt.

Drehmomentsensor: Der Drehmomentsensor ist vom Typ *400001-ATS002_1A_-2200-5* des Herstellers *NCTEngineering*. Der Messbereich ist auf maximal 5 Nm ausgelegt. Die Messwelle ist rotatorisch vom Drehmomentsensor entkoppelt. Somit kann die Drehmomentlast der Messwelle unabhängig vom Wellenwinkel ermittelt werden. Das eingesetzte Messverfahren arbeitet berührungsfrei nach dem Prinzip der inversen Magnetostriktion. Hierbei wird die Änderung des magnetischen Feldes gemessen, die infolge der Tordierung der magnetisierten Messwelle stattfindet. Als Messsignal gibt der Sensor einen analogen Spannungswert von 0 bis 5 V ab. Die technischen Daten des Sensors sind Tabelle 4.3 zu entnehmen.

Tabelle 4.2.: Spezifikationen des optischen Winkelsensors

Technische Daten	
Hersteller	Hengstler
Typ	Absolutgeber AC36/0014AR.41SBB
Produktnummer	541076
Messprinzip	optisch
Auflösung	14 Bit
Schnittstelle	SSI
Absolute Genauigkeit	$\pm 35''$
Trägheitsmoment	ca. $2,5 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$

Tabelle 4.3.: Spezifikationen des Drehmomentsensors

Technische Daten	
Hersteller	NCTEngineering
Typ	400001-ATS002_1A_2200-5 Nm
Messprinzip	Inverse Magnetostriktion
Messbereich	5 Nm
Hysterese	0,91 %
Rotationale Signalabweichung	0,015 Nm
Trägheitsmoment	$5,97 \times 10^{-7} \text{ kgm}^2$

Interface

Das Interface hat die Aufgabe, sämtliche Signale zur Kommunikation mit dem PC aufzubereiten. Darüber hinaus stellt es selbst weitere Sensorqualitäten bereit. Die Hauptkomponenten des Interfaces sind in Abbildung 4.9 unten zu sehen. Hierzu gehören das Accelboard3D (AB3D), der kHzMaster und die sogenannte Matchbox. Diese drei Komponenten werden im Folgenden beschrieben.

AccelBoard3D

Das AccelBoard3D ist die zentrale Komponente des Interfaces. Der Name leitet sich vom darin befindlichen 3D-Beschleunigungssensor ab. Es wurde als universeller Rechen- und Kommunikationsknoten für den humanoiden Roboter Myon [47] entwickelt und ist zur Verarbeitung von neuronalen Netzen ausgelegt [49], kann jedoch auch zur Signalübertragung von Sensoren und Aktoren genutzt werden. Seine Verwendung zur Steuerung und Regelung der hier verwendeten Antriebe hat den Vorteil, die isolierten Experimente auf dem Antriebsteststand ohne zusätzlichen Aufwand am Roboter Myon wiederholen zu können. Aber auch andere Experimentalplattformen, die das AccelBoard3D nutzen, können zur Verifikation der hier erzielten Ergebnisse verwendet werden. Aufbau und Funktion des AccelBoard3D sind in [47] beschrieben, weshalb hier nur auf die für die vorliegende Arbeit relevanten Funktionen eingegangen wird.

Das AccelBoard3D arbeitet mit einer Taktrate von 100 Hz. Es kann über eine RS-485 Schnittstelle mit weiteren AccelBoard3D verbunden werden. Es ermöglicht den Anschluss von bis zu vier Servomotoren, die paarweise an einem sogenannten *Double Strand (DS)* angeschlossen werden. Darüberhinaus hat das AccelBoard3D zwei I²C Anschlüsse, an die jeweils mehrere unterschiedliche Sensoren angeschlossen werden können. Zusätzlich verfügt es über einen 3D-Beschleunigungssensor sowie zwei Strommesssensoren. Je einer dieser beiden Sensoren erfasst den Stromfluss eines Einzelstranges des *DS*.

kHzMaster

Der kHzMaster hat die Aufgabe, die Messwerte des Winkel- und Drehmomentensensors mit einer Taktrate von 1 kHz auszulesen und hat damit die zehnfache Arbeitsfrequenz eines normalen AccelBoard3D. Der kHzMaster besteht aus einem modifizierten AccelBoard3D mit abgewandelter Firmware und einem zusätzlichen Analog-Digital-Wandler für die Erfassung der analogen Signale des Drehmomentensensors. Aufbau und Funktionsweise des kHzMasters werden von Gepperte in [35] beschrieben. Die aufgenommenen Winkel- und Drehmomentmesswerte werden in Form von Registern mit jeweils zehn Werten an den Datenbus zum AccelBoard3D und zur Matchbox weitergeleitet.

Matchbox

Da der verwendete PC nicht über eine RS-485 Schnittstelle verfügt, wird ein Schnittstellenwandler benötigt, um Signale zwischen PC und AccelBoard3D auszutauschen. Diese Aufgabe übernimmt die sogenannte Matchbox. Sie arbeitet bidirektional und wandelt die Bussignale zwischen RS-485 und USB um. Dank dieses Schnittstellenwandlers können die aufgenommene Messwerte einfach an jeden PC mit USB-Schnittstelle übertragen werden.

Benutzersoftware BrainDesigner

Die zur Datenaufnahme mit dem Antriebstehtand verwendete Benutzersoftware hat mehrere Funktionen:

- Signalwandlung zwischen PC und Interface zur Analyse und für Steuerungs- und Regelungszwecke
- Erstellen von Steuerungen und Regelkreisen
- Speicherung der Daten

Für diese Aufgaben wird die Software *BrainDesigner* verwendet. Sie wurde im NLR⁶ für den humanoiden Roboter Myon entwickelt und wird vorwiegend zu dessen Verhaltensprogrammierung eingesetzt (nähere Beschreibung in Abschnitt 9.2). Sie bietet alle oben aufgeführten Eigenschaften zur Datenaufnahme und wird daher für die Experimente im Rahmen dieser Arbeit eingesetzt. Alle im *BrainDesigner* ein- und ausgehenden Signale sind auf einen Wertebereich von -1 bis +1 normiert. Intern kann jedoch auch außerhalb dieses Wertebereiches gearbeitet werden. Gespeicherte Daten werden zur weiteren Analyse mit der Mathematiksoftware SciLab⁷ ausgewertet.

⁶Forschungslabor für Neurorobotik

⁷*Open-Source*-Software der Firma SciLab Enterprises S.A.S.

Kapitel 5.

Analyse des Antriebsverhaltens bei antagonistischer Regelung von zwei parallel gekoppelten Aktoren

Die Arbeiten von Grebenstein und Petit zeigen, wie durch antagonistische Vorspannung von zwei parallel gekoppelten Aktoren die Gelenksteifigkeit von Roboterjunkten geändert werden kann [39, 83]. Wie bereits in Abschnitt 2.3 beschrieben, müssen dafür beide Aktoren über nichtlineare Federelemente mit dem Gelenk verbunden sein. Die Änderung der Gelenksteifigkeit geschieht durch Variation der antagonistischen Vorspannung beider Federelemente. Werden dagegen zwei Aktoren ohne solche Federelemente parallel gekoppelt und antagonistisch angesteuert, treten andere Eigenschaften in den Vordergrund. Diese sollen in den nachfolgenden Kapiteln untersucht und zur Optimierung des Antriebsverhaltens elektromechanischer Aktoren eingesetzt werden.

Im ersten Experiment wird der Einfluss einer konstanten, antagonistischen Vorspannung auf das Regelverhalten von zwei starr parallel gekoppelten Aktoren untersucht. Zu den untersuchten Eigenschaften gehören:

- der Energieverbrauch
- die bleibende Regelabweichung
- das Schwingungsverhalten

Um alle Eigenschaften in einem Experiment zu untersuchen, wird ein Pendel in seine stehende Position eingeregelt. Dieser als *inverses Pendel* bezeichnete Zustand stellt die instabile Ruhelage des Pendels dar. In dieser Position wird das Regelverhalten besonders durch die Lose beeinflusst, da das Pendel dazu neigt, zu einer der Endlagen der Lose zu kippen und deshalb die exakte Ruhelage nur schwer eingeregelt werden kann. Weiterhin führt die inverse Position zu einer erhöhten Schwingneigung des Pendels, resultierend aus dem destabilisierenden Gravitationsmoment. Im hängenden Zustand würde sich das Pendel stabiler verhalten, da die Gravitation ein zur Ruhelage treibendes Moment erzeugt.

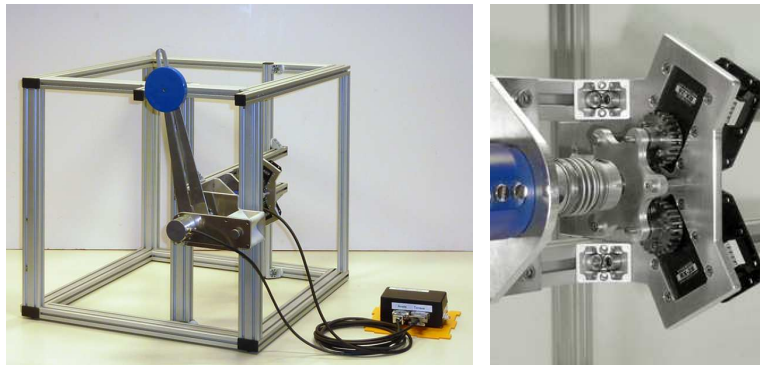


Abbildung 5.1.: Links: Teststand mit aufgestelltem Pendel (blau). Das Pendel kann sich zwischen den beiden Anschlägen bewegen. Rechts: Das Kopplungsgetriebe mit zwei Servomotoren.

Das Kapitel ist wie folgt aufgebaut: Zu Beginn wird der Versuchsaufbau und die verwendete Regelung vorgestellt. Anschließend wird der Versuchsablauf und die Wahl der Parametergrenzen für Regelung und Vorspannung beschrieben. In der darauf folgenden Versuchsauswertung werden die aufgenommenen Rohdaten exemplarisch vorgestellt und anschließend der Energieverbrauch, die bleibende Regelabweichung und das Schwingungsverhalten untersucht. In der Diskussion der Resultate werden die resultierenden Eigenschaften der antagonistischen Vorspannung zusammen betrachtet. Abschließend werden Versuch und Resultate zusammengefasst.

5.1. Versuchsvorbereitung

Der Versuchsaufbau entspricht Blockschaltbild 4.9 und wird in Abbildung 5.1 links gezeigt. Als Antrieb sind zwei Servomotoren parallel mit der Messwelle gekoppelt (siehe Abbildung 5.1 rechts). Die Möglichkeiten der parallelen Kopplung mehrerer Aktoren wurde von Bilbao in [21] bereits näher beschrieben. Dabei wird insbesondere zwischen Kopplung mittels Stirnrad- und mittels Hohlradgetriebe unterschieden. In diesem und den folgenden Experimenten wird ein Stirnradgetriebe mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 1 zur Kopplung der Servomotoren eingesetzt wie es in Abbildung 5.1 rechts zu sehen ist. Zusammen mit dem Kopplungsgetriebe weist der gesamte Antriebsstrang – Servogetriebe und Koppelgetriebe – eine Lose von 0,8 Grad auf. Als Last ist auf der Abtriebsseite der Messwelle ein Pendel mit folgenden physikalische Eigenschaften montiert:

- Pendelmasse $m_P = 570 \text{ g}$
- Pendellänge $l_P = 0,223 \text{ m}$
- Pendelträgheit $J_P = 30 \text{ gm}^2$

Die physikalischen Eigenschaften des Pendels werden so gewählt, dass das destabilisierende Gravitationsmoment gut zur Geltung kommt, jedoch Aktoren und Messwelle nicht überlastet werden.

Da das Pendel ein nichtlineares System darstellt, ist dessen Bewegungsbereich auf ± 10 Grad um die Zielposition begrenzt. In diesem Bereich hat das Pendel näherungsweise lineare Eigenschaften, sodass ein linearer Regler eingesetzt werden kann. Dies vereinfacht die Betrachtung der Auswirkung der Regelparameter auf das Bewegungsverhalten des Pendels.

Um zudem die Komplexität des linearen Reglers gering zu halten, wird ein konventioneller Proportionalregler (P-Regler) eingesetzt. Geregelt wird die Motorspannung U_M der beiden Aktoren. Da zwei Aktoren angesteuert werden, ist die Regelgröße wie folgt als Vektor mit zwei Einträgen darzustellen:

$$\mathbf{U}(t) = \begin{pmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Die beiden Spannungswerte U_1 und U_2 stehen für die Motorspannung der zwei gekoppelten Aktoren.

Die antagonistische (mechanische) Vorspannung wird durch einen konstanten (elektrischen) Spannungswert erzeugt. Dieser wird im Folgenden als Vorspannung U_V bezeichnet. Die Vorspannung wird wie folgt zur Regelgröße des ersten Motors addiert und von der des zweiten Motors abgezogen:

$$\mathbf{U}(t) = \begin{pmatrix} e(t) K_P + U_V \\ e(t) K_P - U_V \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

Hierbei ist $e(t)$ die Regelabweichung, K_P der Proportionalitätsfaktor des P-Reglers.

5.2. Versuchsablauf und Wahl der Parametergrenzen

Für das Experiment werden K_P und U_V einzeln schrittweise geändert. Die Grenzen der Parameter werden wie nachfolgend beschrieben experimentell ermittelt. Zuerst werden die Grenzen von K_P bestimmt, wofür $U_V = 0$ gesetzt wird. Der untere Grenzwert wurde so gewählt, dass sich das Pendel aus der Ruhelage gerade noch aufrichtet, der obere Grenzwert hingegen so, dass sich eine Schwingung mit konstanter Amplitude einstellt. Die Amplitude soll geringfügig kleiner als der maximale Bewegungsbereich des Pendels von ± 10 Grad sein, damit das Pendel nicht gegen die Endanschläge des Teststandes prallt. Nun können die Grenzen der Vorspannung U_V bestimmt werden. Als untere Grenze wird $U_V = 0$ festgelegt; bei diesem Wert erhalten beide Servomotoren exakt das gleiche Spannungssignal und

arbeiten nicht antagonistisch. Für die obere Grenze wird ein Wert gewählt, bei dem sich das Pendel bei maximalem Proportionalitätswert K_P gerade noch aufstellt. Nachfolgend die gewählten Grenzen des Parameterfeldes in der Übersicht:

- K_P min: 2,3
- K_P max: 11,0
- U_V min: 0,00 V
- U_V max: 8,88 V

Die Intervalle der beiden Parameter K_P und U_V sind logarithmisch in je 23 Schritte unterteilt, was 529 Messzyklen für einen Durchlauf aller Parametereinstellungen ergibt. Um Schwankungen der Messungen auszugleichen, wird der gesamte Test fünfmal wiederholt und die erhaltenen Messwerte gemittelt.

Die logarithmische Unterteilung der beiden Parameterintervalle wird so gewählt, dass die Dichte der Messpunkte im Bereich eines hohen Proportionalwertes K_P und geringer Vorspannung U_V höher ist. Diese Verteilung wird auf Basis der Erfahrungen vorausgehender Tests gewählt, mit dem Ziel, detailliertere Ergebnisse im erwartungsgemäß interessanten Parameterfeld zu erhalten.

Die Messung für einen Parametersatz (von K_P und U_V) läuft wie folgt ab: Die Messdauer beträgt 6 Sekunden. Zu Beginn befindet sich das Pendel am linken Anschlag des Teststandes. In den ersten vier Sekunden wird als Zielwert die inverse Position vorgegeben und in Abhängigkeit des Regelverhaltens beim jeweils vorgegebenen Parametersatz angefahren. In den verbleibenden zwei Sekunden wird das Pendel ohne Vorspannung und mit einem geringen K_P -Wert wieder in die Startposition eingeregelt. Anschließend startet die nächste Messung.

5.3. Auswertung

Zu Beginn der Auswertung wird ein Einblick in die Rohdaten der einzelnen Messungen gegeben. Die Wahl der Parametersätze erfolgt dabei stichprobenartig in den Bereichen des Parameterfeldes, die folgendes charakteristisches Regelverhalten aufzeigen: erfolgreiches Einregeln der Zielposition, Oszillation, Blockade. Die dazugehörigen Messwerte werden in Abbildung 5.2 gezeigt.

Die blauen Kurven zeigen die Messwerte beim erfolgreichen Einregeln des Pendels in die Zielposition. Für diese Messung werden $K_P = 7,2$ und $U_V = 0,7$ gesetzt, also ein hoher Proportionalwert und eine recht niedrige Vorspannung. Der obere Graph zeigt die Position des Pendels. Das Pendel schwingt viermal über die Zielposition, bis es nach etwa einer Sekunde zur Ruhe kommt. Die Regelgrößen U_1 und U_2 im mittleren Graphen bilden ebenfalls die gedämpfte Schwingung ab, wobei sie

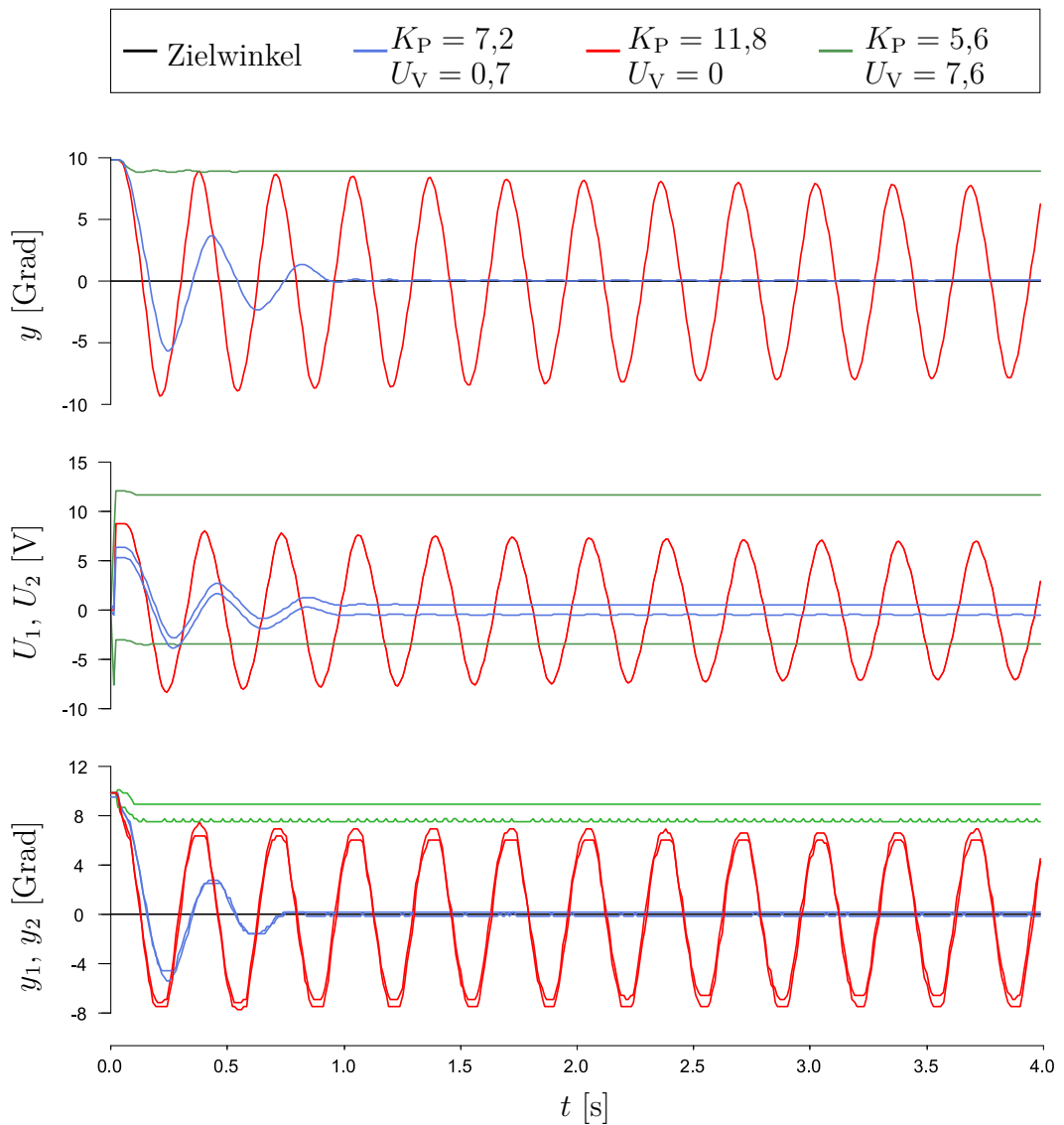


Abbildung 5.2.: Exemplarische Darstellung der Rohdaten aus drei Messungen mit unterschiedlichen Parametersätzen. Blau: Erfolgreiches Einregeln der Zielposition ($K_P = 7,2$ und $U_V = 0,7$). Rot: Oszillation des Pendels ($K_P = 10,8$ und $U_V = 0$). Grün: Blockade der Aktoren ($K_P = 5,6$ und $U_V = 7,6$). Der obere Graph zeigt die Position des Pendels, der mittlere Graph die Regelgröße der Aktoren (U_1 und U_2). Der untere Graph zeigt die Positionen der einzelnen Aktoren. Die Zielposition ist im oberen und unteren Graphen als schwarze Linie eingezeichnet.

um $U_V = 0,7$ nach unten oder oben verschoben sind. Der untere Graph zeigt die Abtriebswinkel der beiden Aktoren. Es ist zu erkennen, dass die beiden blauen Kurven fast identisch verlaufen. Sobald das Pendel zur Ruhe gekommen ist zeigt sich, dass ein Aktor leicht oberhalb des Zielwinkels liegt, der andere leicht unterhalb. Dies demonstriert, dass die Lose durch die Vorspannung der beiden Aktoren kompensiert wird.

Die roten Kurven zeigen einen Messwertesatz bei einer oszillierenden Pendelbewegung. Für diese Messung werden $K_P = 10,8$ und $U_V = 0$ gesetzt, also ein hoher Proportionalwert und keine Vorspannung. Der obere Graph lässt eine geringe Dämpfung der Pendelschwingung erkennen; die Schwingung kommt jedoch nicht zum Erliegen. Da keine Vorspannung anliegt, sind die Regelgrößen U_1 und U_2 identisch, wie im mittleren Graphen erkennbar ist. Der untere Graph zeigt, dass die Trajektorien der Aktoren einen Höhenversatz bei jedoch näherungsweise gleicher Amplitude zueinander aufzeigen, obwohl ein deckungsgleicher Verlauf zu erwarten wäre. Dies ist auf die Fertigungstoleranzen der Aktoren zurückzuführen. Insbesondere die unterschiedlichen Reibungswerte der beiden Getriebe können beim Beschleunigen des Pendels in die Gegenrichtung dazu führen, dass sich die Aktoren unterschiedlich stark verspannen.

Die grünen Kurven zeigen die Messwerte bei einer Blockade der beiden Aktoren. Für diese Messung werden $K_P = 5,6$ und $U_V = 7,6$ gesetzt, also ein mittlerer Proportionalwert und eine hohe Vorspannung. Wie im oberen Graphen erkennbar ist, bewegt sich das Pendel nur geringfügig aus der Ruheposition. Die Regelparameter im mittleren Graphen liegen weit auseinander. Obwohl der erste Aktor mit etwa 12 V und der zweite nur mit etwa 3,5 V betrieben werden, bewegt sich das Pendel nicht weiter auf die Zielposition zu. Dies demonstriert das gesteigerte Abtriebsmoment der Aktoren im Bremsbetrieb gegenüber dem Motorbetrieb. Im unteren Graphen ist erkennbar, dass durch die hohe Vorspannung die Positionen der Abtriebswellen um knapp 2 Grad versetzt sind – stärker als die Aktorpositionen bei geringer Vorspannung (blaue Kurve). Dies zeigt, dass Antriebsstränge und Getriebe nicht ideal steif sind, sondern sich bei höherer Last geringfügig verformen können.

Für die weitere Analyse aller Messungen wird das Regelverhalten zu jedem Parametersatz klassifiziert. Dies geschieht durch drei unterschiedliche Messwertebetrachtungen, die als Kostenfunktion aufgestellt werden. Sie beschreiben den Energieverbrauch, die Regeldifferenz und die Winkelgeschwindigkeit bei jeder Messung. Alle drei Kostenwerte ergeben sich durch zeitliches Integrieren der entsprechenden Größen. Die zeitlichen Grenzen der Integration sind durch Start und Ende jedes viersekündigen Regelvorganges geben. Die Ergebnisse jeder Kostenfunktion werden auf einen Bereich von 0 bis 10 normiert abgebildet. Das soll die Betrachtung der drei Kostentypen untereinander vereinfachen und vergleichbar machen.

Energieverbrauch

Zuerst werden die Kosten durch den Energieverbrauch J_e betrachtet. Sie ergeben sich durch die integrierte Summe der beiden quadrierten Regelgrößen nach der Formel:

$$J_e = \int_0^T U_1(t)^2 + U_2(t)^2 dt \quad (5.3)$$

Durch das Quadrieren der Regelgrößen U_1 und U_2 werden negative Kostenwerte ausgeschlossen. Zudem entspricht die aufgenommene Leistung der Elektromotoren ebenfalls einer quadratischen Größe, das durch das Produkt von Strom und Spannung gegeben ist. Da die Signale nicht kontinuierlich, sondern diskret aufgezeichnet werden, wird das Integral als Summenfunktion dargestellt:

$$J_e = \sum_{t=0}^T (U_1(t)^2 + U_2(t)^2) \quad (5.4)$$

Die 529 berechneten Werte für den Energieverbrauch sind in Abbildung 5.3 als Höhenprofil dargestellt. Niedrige Werte (blau) zeigen einen geringen, hohe Werte (rot) hingegen einen höheren Energieverbrauch bei gegebenem Parametersatz K_P und U_V .

Die dargestellte Fläche zeigt zwei Bereiche mit erhöhtem Energieverbrauch: den nach rechts ins Rot übergehenden Bereich bei gesteigerter Vorspannung U_V , und den etwas geringeren Anstieg links um $K_P = 11$ und $U_V = 0$.

Der deutlich höhere Energieverbrauch im rechten Bereich ergibt sich aus folgendem Zusammenhang: Mit Anwachsen von U_V werden die Aktoren mechanisch stärker gegeneinander vorgespannt. Dies führt einerseits zu einem gesteigerten Energieverbrauch, andererseits werden die Getriebe stärker antagonistisch verspannt. Das erzeugt eine Erhöhung der Reibung im Antriebsstrang. Folglich neigt das Pendel bei niedrigen Werten von K_P und höherer Vorspannung U_V zunehmend zum Verbleiben in der Startposition, d. h. zum Blockieren. Wird K_P gesteigert, wächst der Energieverbrauch bis ca. $K_P = 7$ an, da sich nun auch der Proportionalwert K_P zunehmend auf den Energieverbrauch auswirkt. Ab Werten von $K_P > 7$ kann das Pendel zunehmend besser die Reibung überwinden und in die Zielposition eingeregelt werden, wodurch der Energieverbrauch bis $K_P = 11$ wieder auf den Wert bei $K_P = 0$ abfällt.

Der linke Bereich mit gesteigertem Energieverbrauch ist wesentlich schwächer ausgeprägt. Die hier liegenden Parametersätze führen mit Ansteigen von K_P bei geringer Vorspannung U_V zunehmend zum Oszillieren des Pendels, was ebenfalls eine gesteigerte Energieaufnahme zur Folge hat.

Der zusammenhängende Bereich mit niedrigem Energieverbrauch erstreckt sich von vorn – $K_P = 2,3$ und $U_V = 0$ – bis nach hinten links – $K_P = 11$ und $U_V = 2$.

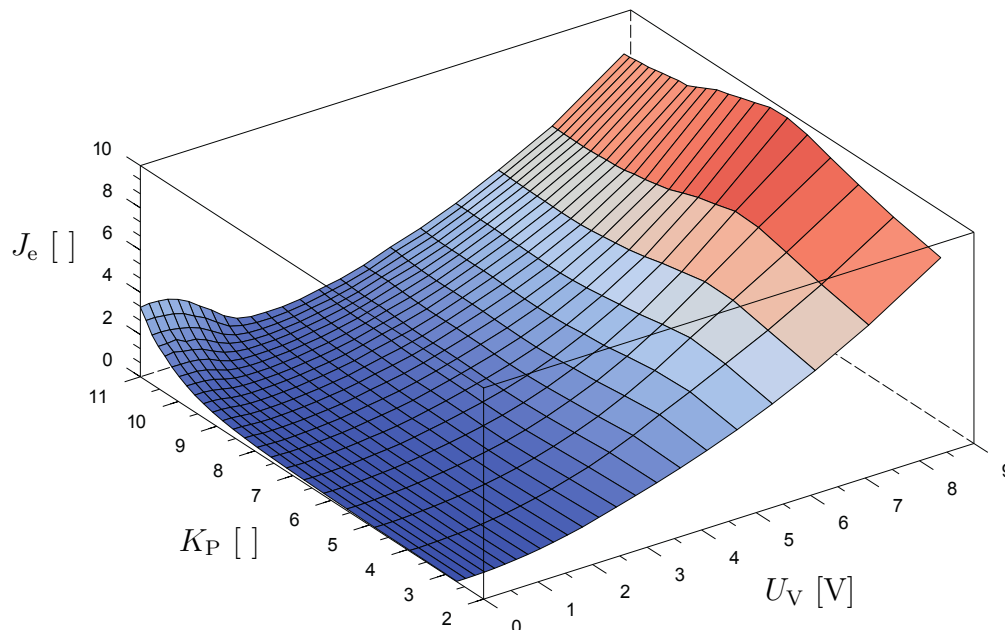


Abbildung 5.3.: Quadratischer Energieverbrauch J_e des Reglers für das Einregeln der Zielposition. Der Energieverbrauch ist in Abhängigkeit der Regelparameter K_P (Proportionalwert des Reglers) und U_V (antagonistische Vorspannung der beiden Aktoren) abgetragen und auf ein Intervall von 0 bis 10 normiert.

Nach hinten wird die Fläche jedoch wegen der entstehenden Eigenschwingung des Pendels kleiner. Diese kommt bei maximalem K_P erst bei $U_V = 2$ zum Erliegen.

Bleibende Regelabweichung

Als nächstes werden die Kosten J_p durch die Regelabweichung $e(t)$ betrachtet. Um auch hier negative Werte auszuschließen, wird der Absolutwert der Regelabweichung integriert:

$$J_p = \int_0^T |e(t)| dt \quad (5.5)$$

Auch dieses Integral muss aufgrund des diskret abgebildeten Signals als Summenfunktion dargestellt werden:

$$J_p = \sum_{t=0}^T |e(t)| \quad (5.6)$$

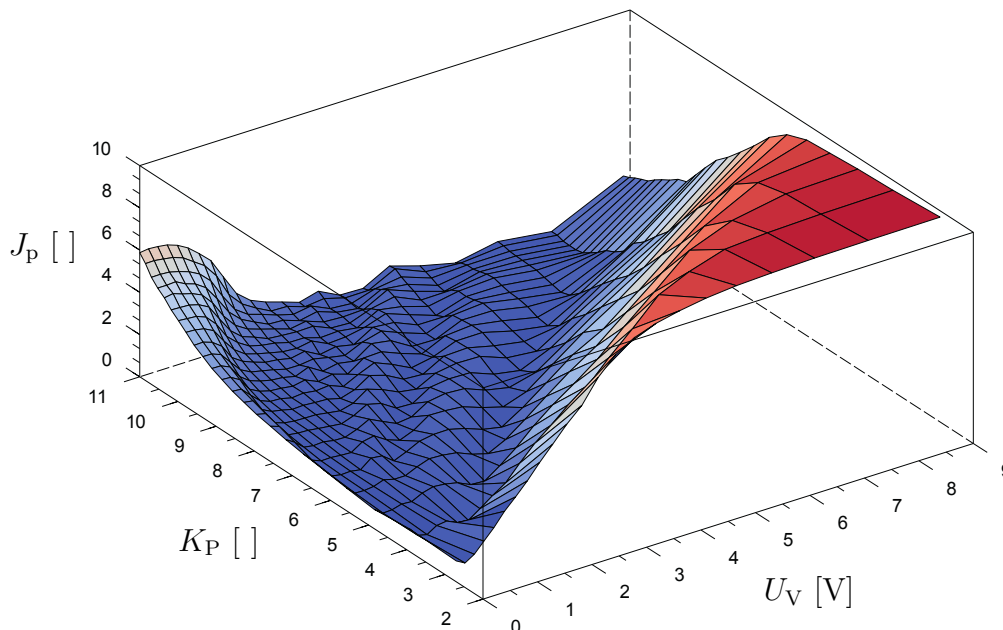


Abbildung 5.4.: Darstellung der Kosten J_p für die Regelabweichung $e(t)$ beim Einregeln in die Zielposition. J_p ist in Abhängigkeit der Regelparameter K_P (Proportionalwert des Reglers) und U_V (antagonistische Vorspannung der beiden Aktoren) abgetragen und auf ein Intervall von 0 bis 10 normiert.

Die Kosten der Regelabweichung sind in Abbildung 5.4 ebenfalls als Höhenprofil dargestellt. Dieses weist ebenfalls zwei Bereiche mit gesteigerten Kostenwerten auf, analog zur Darstellung des Energieverbrauchs J_e . Der erste Bereich (rechts) stellt sich als Plateau mit einem maximalem Kostenfaktor von 10 dar. Links gegenüber befindet sich der zweite Bereich mit einem Kostenfaktor von 6.

Die Kosten für die Regelabweichung im rechten, ausgeprägten Bereich entstehen durch das Nichterreichen der Zielposition. Das Plateau (rot) zeigt, in welchem Bereich sich das Pendel nicht mehr aus der Ruhelage bewegt hat. Es ist gut zu erkennen, dass das gegenseitige Blockieren der Aktoren an der Flächendiagonalen beginnt, die von $K_P = 2,3$ und $U_V = 0$ nach $K_P = 11$ und $U_V = 9$ verläuft.

Die erhöhten Kosten im linken Bereich sind ebenso wie beim Energieverbrauch auf die Eigenschwingung des Pendels zurückzuführen. Jedoch ist dieser Bereich in der Darstellung der Regelabweichung differenzierter ausgeprägt. Hier zeigt sich, dass bereits bei mittleren Werten von K_P bei $U_V = 0$ eine Oszillation mit geringer Amplitude stattfindet, die jedoch bereits bei sehr kleinen Werten der Vorspannung

U_V zum Erliegen kommt. Dieser Effekt ist auf den Einfluss der Lose zurückzuführen und auch im Experiment zu beobachten. Bei nicht vorhandener Lose wäre die Zielposition bei einem Proportionalwert von $K_P = 6$ in kurzer Zeit eingeregelt. Durch die Lose kippt das Pendel jedoch leicht hin und her, was durch eine – wenn auch niedrige – Vorspannung U_V kompensiert werden muss.

Im Höhenprofil zeigt sich das Feld zwischen den beiden Bereichen mit gesteigerter Regelabweichung geringfügig uneben; es wird von zwei im Bogen von unten noch oben verlaufenden Wellen durchzogen, eine dritte Welle deutet sich links daneben an. Die Regelabweichung auf diesen Wellen entsteht durch das ungenaue Einregeln des Pendels in die Zielposition: Aufgrund der durch die Vorspannung hervorgerufenen Reibung bleibt das Pendel entweder kurz vor oder hinter der Zielposition stehen.

Pendelgeschwindigkeit

Die Kosten für die Geschwindigkeit des Pendels J_s werden in gleicher Weise wie die Kosten der Regelabweichung ermittelt. Als Signal wird die Winkelgeschwindigkeit \dot{y} des Pendels verwendet:

$$J_s = \int_0^T |\dot{y}(t)| dt \quad (5.7)$$

In der zeitdiskreten Darstellung des Integrals kann die Winkelgeschwindigkeit durch die numerische Ableitung der Winkelposition $y(t)$ wie folgt approximiert werden:

$$J_s = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \sum_{t=0}^T \left| \frac{y(t) - y(t - \Delta t)}{\Delta t} \right| \approx \sum_{t=0}^T \left| \frac{y(t) - y(t - 1)}{T_S} \right| \quad (5.8)$$

T_S kennzeichnet hierbei die Taktzeit der Steuerelektronik.

Abbildung 5.5 zeigt das Höhenprofil der Kosten für die Geschwindigkeit. Im Gegensatz zu den bereits besprochenen Profilen ist hier nur einen Bereich mit erhöhten Werten auf der linken Seite erkennbar, der ebenfalls auf eine Oszillation des Pendels hinweist. Die Grenzen dieses Bereiches sind im Vergleich zu den anderen Profilen deutlicher ausgeprägt. Es ist zu erkennen, dass ohne Vorspannung ($U_V = 0$) die Lose das Einregeln der Zielposition bereits bei ca. $K_P = 4$ beeinflusst.

Die Fläche neigt sich zur rechten Seite hin rasch gegen 0, was zeigt, dass sich das Pendel in diesem Bereich kaum oder gar nicht mehr bewegt. Diese Tatsache stützt die zuvor aufgestellte Behauptung, dass sich das Pendel entweder in Ruhelage befindet oder oszilliert. Welcher der beiden Zustände zutrifft, ist jedoch anhand der Profile zum Energieverbrauch und zur Regelabweichung allein nicht eindeutig festzustellen und kann bis dahin nur angenommen werden.

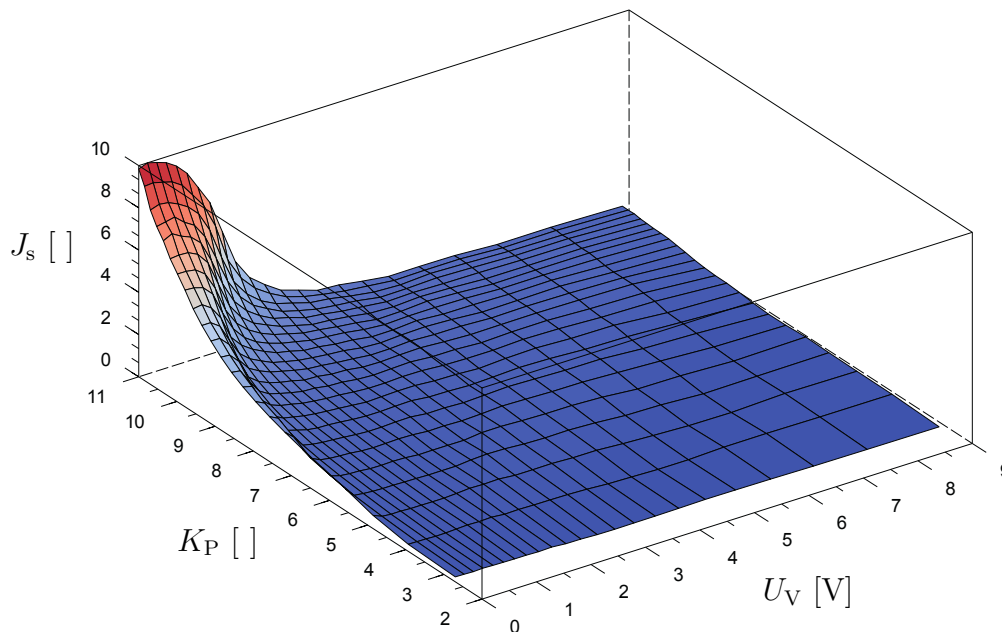


Abbildung 5.5.: Kostenverteilung J_s beim Einregeln der Zielposition. J_s ist in Abhängigkeit der Regelparameter K_P (Proportionalwert des Reglers) und U_V (antagonistische Vorspannung der beiden Aktoren) abgetragen und auf ein Intervall von 0 bis 10 normiert.

Kostensumme

Bisher wurden die Kosten für den Energieverbrauch, die Regelabweichung und die Geschwindigkeit einzeln betrachtet. Alle Bereiche mit erhöhten Kosten haben für das Einregeln der Zielposition zwar unterschiedliche, jedoch allesamt negative Auswirkungen. Um ein Gesamtbild aller Bereiche mit gesteigerten Kosten zu erhalten, wird nun die Summe

$$J_{\text{ges}} = J_e + J_p + J_s \quad (5.9)$$

der einzelnen Kostenfelder gezeigt. Für die Berechnung von J_{ges} werden dabei unterschiedliche Größen addiert, die im Allgemeinen inkommensurabel sind. Folglich sollen die so ermittelten Ergebnisse lediglich einen ersten Eindruck über die Bereiche mit erhöhten Kosten geben. Eine messgrößenbezogene Auswertung folgt in der Diskussion der Resultate dieses Kapitels.

Das Intervall der resultierenden Kosten J_{ges} wird wie schon bei den drei bereits besprochenen Profilen auf einen Bereich von 0 bis 10 normiert (Abbildung 5.6).

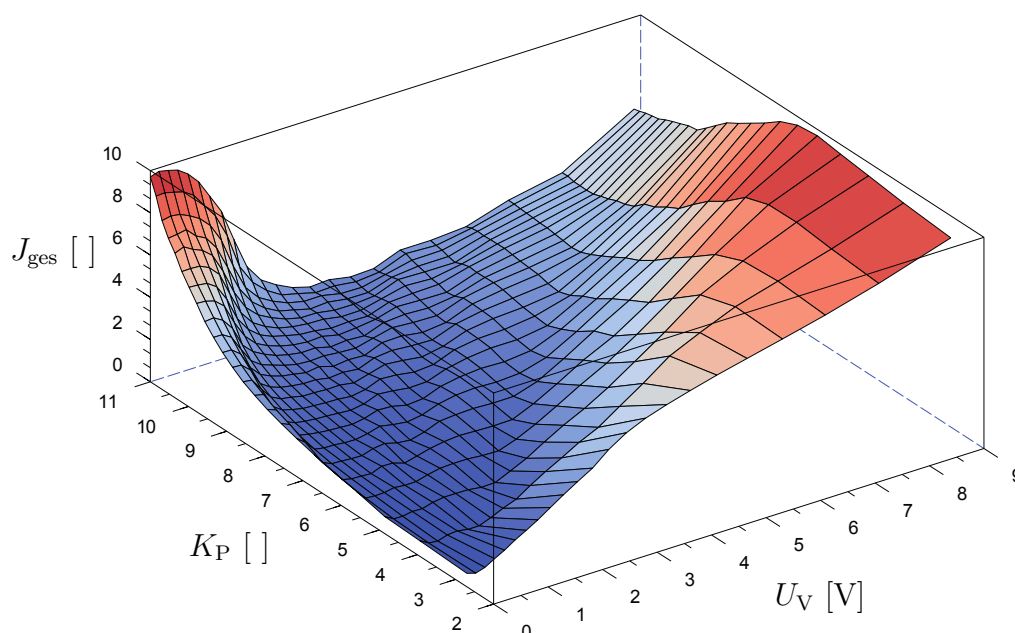


Abbildung 5.6.: Summe des Energieaufwands, der Regelabweichung und der Pendelgeschwindigkeit für den Einregelvorgang des Pendels in die Zielposition. Die Kostensumme J_{ges} ist in Abhängigkeit der Regelparameter K_P (Proportionalwert des Reglers) und U_V (antagonistische Vorspannung der beiden Aktoren) abgetragen und auf ein Intervall von 0 bis 10 normiert.

Der Graph weist alle zuvor einzeln beschriebenen Bereiche mit erhöhten Kosten, also unerwünschtem Verhalten, auf.

Es ist zu erkennen, dass der Bereich niedriger Kosten im vorderen linken Teil des Parameterfeldes liegt. Die Bereiche links hinten und rechts vorne zeigen eine Kostenzunahme. Die Parametersätze in diesen Bereichen führen folglich nicht zu einem zweckmäßigen Regelverhalten.

5.4. Diskussion der Resultate

Im Folgenden werden die experimentell ermittelten Resultate hinsichtlich nutzbarer Parametereinstellungen näher betrachtet. Dafür werden die Resultate aus den einzelnen Kostendarstellungen in Bereiche mit eindeutigen Bereichsgrenzen überführt. Ergänzend wird die Zeitdauer einbezogen, die das Pendel zum erstmaligen Erreichen der Zielposition benötigt. Dieser Wert zeigt an, wie schnell der

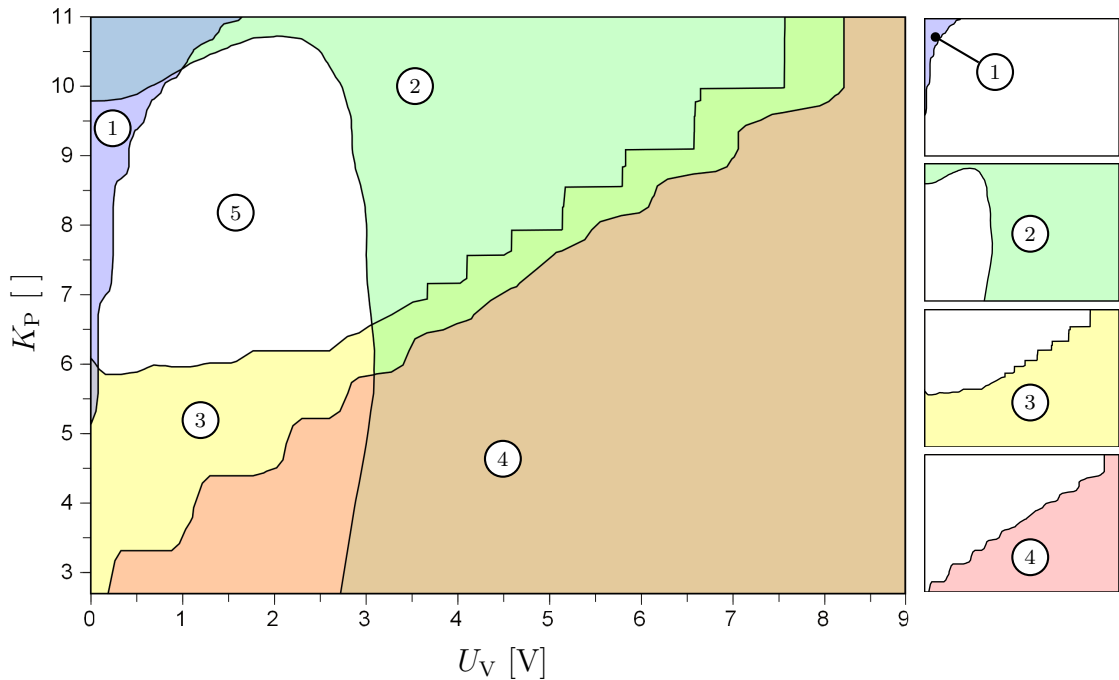


Abbildung 5.7.: Fünf Bereiche der Parameter K_P und U_V mit unterschiedlichen Verhaltensweisen für das Einregeln des Pendels in die Zielposition. ① Resonanzfall, ② Bereich mit erhöhtem Energieverbrauch, ③ Bereich mit erhöhter Zeit (über 0,2 Sekunden) zum erstmaligem Erreichen der Zielposition, ④ Zielposition wird nicht erreicht, ⑤ Valider Parameterbereich. Zur besseren Übersicht sind die Bereiche ① bis ④ auf der rechten Seite noch einmal einzeln dargestellt.

Regler mit den jeweiligen Einstellungen arbeitet.

Um den Bereich des erwünschten Regelverhaltens eindeutig einzugrenzen, werden vier Kriterien aufgestellt:

- Das Pendel darf nicht stärker als 0,3 Grad um die Zielposition schwingen.
- Der Energieverbrauch darf nicht höher als 10% des Maximalwertes sein.
- Das Pendel darf nicht länger als 0,2 Sekunden benötigen, um die Zielposition erstmalig zu erreichen (kürzeste gemessene Zeit: 0,15 Sekunden).
- Das Pendel muss das Ziel mindestens einmal vollständig erreicht oder überschritten haben.

Anhand dieser Kriterien und den ermittelten Messdaten kann nun der Bereich valider Regelparmeter eingegrenzt werden. Die Bereiche, in denen die Kriterien

nicht erfüllt werden, sind in Abbildung 5.7 farbig dargestellt. Bereich Nummer ① bezeichnet den Bereich, in dem das Pendel mit mehr als 0,3 Grad schwingt. Bereich Nummer ② zeigt, ab wann der Energieverbrauch über 10% liegt. Mit ③ ist der Bereich gekennzeichnet, in dem das Pendel länger als 0,2 Sekunden benötigt, um die Zielposition zu erreichen. Im Bereich ④ wird die Zielposition überhaupt nicht erreicht.

Die einzelnen Bereiche haben teilweise große Schnittmengen. Der einzige Bereich, in dem alle oben aufgeführten Kriterien erfüllt werden, ist der weiße Bereich Nummer ⑤. Die in diesem Bereich eingegrenzten Parameterkombinationen führen zu einem validen Ergebnis beim Einregeln der Zielposition.

Es ist festzustellen, dass für ein valides Verhalten des Reglers mindestens eine geringe antagonistische Vorspannung der beiden Aktoren erforderlich ist. Erst hierdurch kann der negative Einfluss der Lose aufgehoben werden. Weiterhin muss der Proportionalwert des Reglers mindestens $K_P = 6$ betragen, damit sich das Pendel ausreichend schnell zur Zielposition bewegt. Der K_P -Wert darf jedoch nicht größer sein als 10,5, da sonst der Energieverbrauch zu hoch wird. Aus dem gleichen Grund darf U_V nicht mehr als 3 Volt betragen.

Ein idealer Parametersatz kann jedoch auf der Basis der bisher aufgeführten Kriterien nicht festgelegt werden. Stattdessen können Empfehlungen in Abhängigkeit davon gegeben werden, welche Verhaltensweise des Reglers bevorzugt wird. Zum einen kann geschlussfolgert werden, dass die Vorspannung U_V einen dämpfenden Charakter hat. Wird also beispielsweise bevorzugt verlangt, dass das Pendel nach Erreichen der Zielposition möglichst schnell zur Ruhe kommt, muss ein höherer Wert für U_V gewählt werden. Dies steht jedoch einem geringen Energieverbrauch entgegen. Zum anderen bewirkt ein höherer Wert für K_P ein rascheres Erreichen der Zielposition. Dies wiederum verstärkt die Oszillation des Pendels und kann nur durch einen höheren Wert für U_V kompensiert werden. Bei einem geringeren Wert für K_P wird die Schwingungsneigung wieder reduziert und daher kann auch U_V wieder gesenkt werden. Allgemein kann man schlussfolgern, dass für ein rasches Erreichen der Zielposition ohne Neigung zur Oszillation ein hoher Wert für K_P und U_V gewählt werden muss. Wird dagegen ein möglichst energiesparendes Verhalten angestrebt, müssen die Werte für beide Parameter niedriger sein, wobei der Wert für U_V immer größer 0 sein muss.

Diese Ergebnisse gelten zwar für die instabile Lage des Pendels, können jedoch auch auf ein horizontal ausgerichtetes Pendel übertragen werden, das nicht durch die Gravitation beeinflusst wird. In diesem Fall würde das Pendel auch ohne vorgespannte Aktoren nicht dazu neigen in der Zielposition hin und her zu kippen. Jedoch kann auch hier die Lose zu einer Oszillation mit geringer Amplitude führen. Dies ist auf die Trägheit der Pendelmasse zurückzuführen, die in der Zielposition nicht abrupt gestoppt werden kann und im Bereich der Lose überschwingt, sofern der Regler dies nicht verhindert. Auch dieser Effekt kann durch geringe Vor-

spannung der Aktoren reduziert oder ganz kompensiert werden und so zu einem verbesserten Regelverhalten bei dieser Ausrichtung des Pendels führen.

5.5. Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde der Einfluss einer antagonistischen Vorspannung auf zwei starr parallel gekoppelte Aktoren untersucht. Dafür wurde ein Pendel in die inverse Pendelstellung eingeregelt und der Energieverbrauch, die bleibende Regelabweichung und die Schwingungsneigung untersucht. Die Auswertung des Experiments zeigt, dass bereits eine geringe antagonistische Vorspannung der beiden Aktoren zu einem optimierten Regelverhalten führt. Jedoch konnte kein universell anwendbarer Parametersatz für eine optimale Regelung in der Praxis festgelegt werden. Vielmehr ist die Wahl der Parameter von den bevorzugten Eigenschaften des Antriebsverhaltens abhängig, die sich fallweise unterscheiden können.

Kapitel 6.

Analyse und Kompensation von nichtlinearem Antriebsverhalten am Beispiel von zwei parallel gekoppelten Aktoren

Das vorherige Experiment zeigte den Einfluss der Vorspannung U_V auf das Antriebsverhalten von zwei starr parallel gekoppelter Aktoren bei der Regelung eines inversen Pendels. Anhand der erhaltenen Resultate wurde aufgezeigt, dass die Vorspannung das Regelverhalten allgemein begünstigen kann. Im nächsten Experiment soll der Einfluss der Vorspannung auf das Antriebsverhalten ohne Last und bei niedrigen Spannungen im Bereich des Umkehrpunktes untersucht werden. Als Umkehrpunkt wird hierbei der Signalfeldbereich bezeichnet, in dem der Antrieb lastfrei die Drehrichtung ändert. Hier zeigen die verwendeten Aktoren ein nichtlineares Verhalten, das man allgemein als Totbereich bezeichnet, da in diesem Bereich keine Drehung stattfindet. Der Totbereich ist typisch für Elektromotoren und ist i. d. R. auf Reibungseffekte zurückzuführen – das bei niedrigen Spannungen erzeugte Drehmoment ist zu klein, um die motor- und getriebeeigene Reibung zu überwinden, was den Stillstand des Antriebs zur Folge hat. Dieser Effekt verhindert ein lastfreies Drehen des Antriebs bei Vorgabe niedriger Geschwindigkeiten, und die Regelgüte linearer Regler wird herabgesetzt. Im Fall des verwendeten Servomotors RX-28 und der hierfür angepassten Firmware zur Steuerung in allen vier Quadranten ergibt sich der Totbereich für niedrige Spannungen allerdings durch die in Abschnitt 4.3 beschriebene begrenzte Darstellbarkeit niedriger Motorspannungen durch die PWM. Dieser Zusatzeffekt wirkt sich ähnlich wie die Reibung auf die Erzeugung niedriger Winkelgeschwindigkeiten aus.

Das vorliegende Kapitel über die Analyse und Kompensation solcher Nichtlinearitäten ist wie folgt aufgebaut: Zu Beginn wird der Aufbau des verwendeten Antriebs und der allgemeine Ablauf der Versuchsdurchführung und -auswertung beschrieben. Es folgt die Beschreibung der Messungen zur Erfassung der Ausgangssituation, d. h. des oben beschriebenen nichtlinearen Verhaltens der Aktoren und

somit des gesamten Antriebs. Anschließend wird untersucht, inwieweit der Totbereich durch einen Versatz der Motorspannungen von zwei Aktoren mittels, der im vorigen Kapitel eingeführten Vorspannung, kompensiert werden kann. Da, wie später zu sehen sein wird, die Kompensation allein durch eine konstante Vorspannung nicht ausreicht, werden anschließend zwei weitere Methoden vorgestellt. Bei der ersten Methode wird die Vorspannung dynamisch geändert, was jedoch nicht gänzlich zum gewünschten Ergebnis führt. Erst die zweite Methode, die dynamische asymmetrische Anpassung der Vorspannung, führt zum gewünschten Resultat. Am Schluss des Kapitels werden die Ergebnisse der Analyse und Kompensation der Nichtlinearität zusammengefasst.

6.1. Versuchsablauf

Nachfolgend ist der Ablauf eines Messzyklus sowie die Auswertung der erhaltenen Signale beschrieben. Versuchsaufbau und -auswertung sind für alle anschließenden Experimente in diesem Kapitel analog. Dies ermöglicht einen direkten Vergleich der einzelnen Ergebnisse.

Der für diesen Versuch angepasste Aufbau des Antriebteststandes wird in Abbildung 6.1 links gezeigt und entspricht ebenfalls dem Blockschaltbild Abbildung 4.9. Der verwendete Antrieb (siehe Abbildung 6.1 rechts) mit zwei parallel gekoppelten Aktoren ist identisch mit dem im vorhergehenden Experiment, weist also wieder eine Lose von 0,8 Grad auf. Der Antrieb wird ohne zusätzliche Last betrieben, damit die Drehung der Messwelle möglichst ungehemmt stattfinden kann. Dadurch werden Trägheitseffekte sowie positionsabhängige Lastmomente auf ein Minimum reduziert, und die Winkelgeschwindigkeit des Antriebs kann unabhängig vom Winkel der Messwelle untersucht werden.

Messzyklus

Die beiden Aktoren werden über einen offenen Regelkreis gesteuert. Die Steuergröße wird erneut wie folgt als Vektor dargestellt:

$$\mathbf{U}(t) = \begin{pmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

Die beiden Steuergrößen $U_1(t)$ und $U_2(t)$ werden von einem Referenzwert abgeleitet. Dieser Referenzwert gibt die zu steuernde Drehzahl vor und wird im Weiteren mit U_{ref} bezeichnet.

Als Signal wird eine symmetrische Dreiecksschwingung mit einer Periodendauer von 25 Sekunden genutzt (siehe Abbildung 6.2 oben). Die Periodendauer wurde

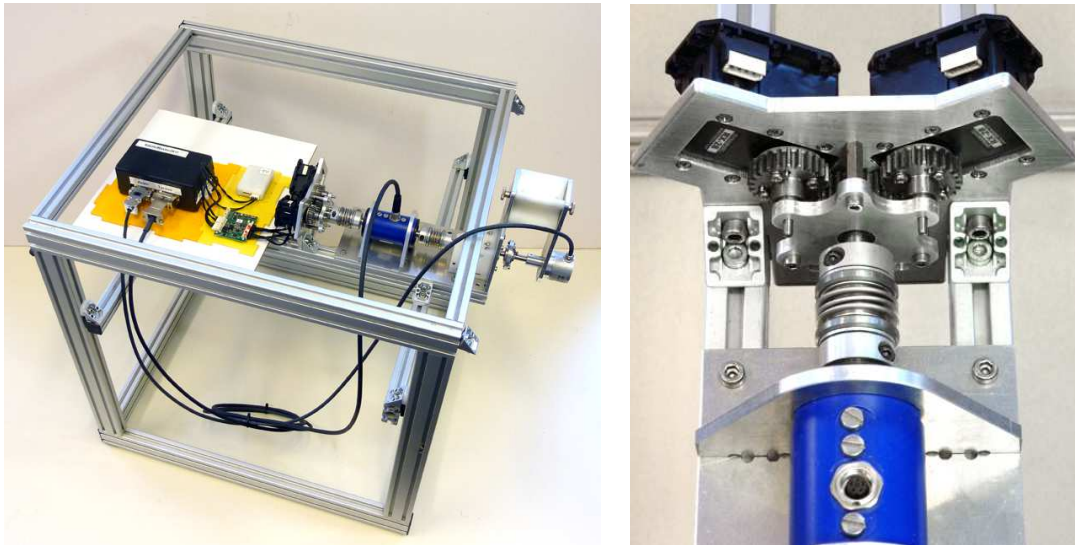


Abbildung 6.1.: Links: Antriebsteststand mit angeschlossener Elektronik. Die Messwelle ist frei drehbar und ohne zusätzliche Last. Rechts: Das Kopplungsgetriebe mit zwei Servomotoren, die über ein Stirnradgetriebe parallel gekoppelt sind.

so gewählt, dass die Änderungsgeschwindigkeit des Signals keine nennenswerten Trägheitseffekte im Antriebsstrang erzeugt. Die Amplitude der Schwingung beträgt 0,89 V und somit 6 % der Maximalspannung U_{\max} von 14,8 V des Netzteils. Wie in vorangegangenen Tests festgestellt, können innerhalb dieses Spannungsbereichs die nichtlinearen Effekte des Aktors gut dargestellt werden.

Das Antriebsverhalten im Umkehrpunkt wird für beide Drehrichtungen erfasst, d. h. der Antrieb soll einmal vom Linkslauf durch den Totbereich in den Rechtslauf wechseln und einmal umgekehrt. Ein Messzyklus besteht daher aus zwei aufeinanderfolgenden Schwingungsperioden der Dreiecksschwingung.

Auswertung

Zur Ermittlung der Winkelgeschwindigkeit wird das Signal des optischen Winkelsensors genutzt, der die Position $y(t)$ der Messwelle erfasst. Die Winkelgeschwindigkeit $\dot{y}(t)$ kann wie folgt durch Ableitung der Position berechnet werden:

$$\dot{y}(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{y(t) - y(t - \Delta t)}{\Delta t} \quad (6.2)$$

Da die Erfassung der Position in diskreten Schritten stattfindet, wird die Winkelgeschwindigkeit analog zur Formel 5.8 durch numerische Integration approximiert:

$$\dot{y}(t) \approx \frac{y(t) - y(t-1)}{T_S} \quad (6.3)$$

Um Messfehler und zufällige Abweichungen zu minimieren, wurde der Versuchsdurchlauf jedes Experimentes fünf Mal wiederholt und die erhaltenen Daten für die anschließende Auswertung gemittelt.

6.2. Ausgangssituation

Mit der ersten Messung soll die Ausgangssituation erfasst werden. Dafür werden die beiden Aktoren über ein identisches Signal angesteuert. Das Steuersignal entspricht der Referenzspannung U_{ref} . Somit gilt für die Signale der beiden einzelnen Aktoren:

$$U_1(t) = U_2(t) = U_{\text{ref}}(t) \quad (6.4)$$

Folglich ist das resultierende Antriebsverhalten gleich dem eines einzelnen Aktors mit dessen nichtlinearen Eigenschaften im Bereich des Umkehrpunktes.

Der ermittelte zeitliche Verlauf der Winkelgeschwindigkeit ist in Abbildung 6.2 unten dargestellt, darüber das vorgegebene Steuersignal für beide Aktoren. Innerhalb des grauen Bereichs oben unterschreitet das Steuersignal die Minimalspannung U_{min} , die von der PWM erzeugt werden kann. Durchläuft das Signal diesen Bereich, stoppen beide Aktoren; die Zeitpunkte, an denen das Signal den Schwellwert passiert, sind durch Punktlinien hervorgehoben. Dies veranschaulicht den Zusammenhang zwischen der Minimalspannung U_{min} und dem Sprung der Winkelgeschwindigkeit \dot{y} .

Das Diagramm in Abbildung 6.3 zeigt den direkten Zusammenhang zwischen Winkelgeschwindigkeit und Steuerspannung. Diese Signaldarstellung wird im Folgenden als Drehzahlkennlinie bezeichnet. Es ist zu erkennen, dass das Antriebsverhalten bis auf eine geringe Hysterese im dritten Quadranten näherungsweise symmetrisch zum Ursprung ist. Zudem ist keine nennenswerte Richtungsabhängigkeit festzustellen; andernfalls würden die Kurven bei steigender und sinkender Drehzahl nicht überlappen. U_0 ist der Wert der Steuerspannung, bei der die Drehung des Antriebs stoppt. Bei identischer Ansteuerung beider Aktoren wie in diesem Beispiel beträgt $U_0 = 0,23 \text{ V}$ und ist somit gleich der minimalen Spannung U_{min} , die die PWM erzeugen kann.

Nach Vorstellung der Ausgangssituation wird nun schrittweise beschrieben, wie die nichtlinearen Antriebseigenschaften im Bereich des Umkehrpunktes kompensiert werden können.

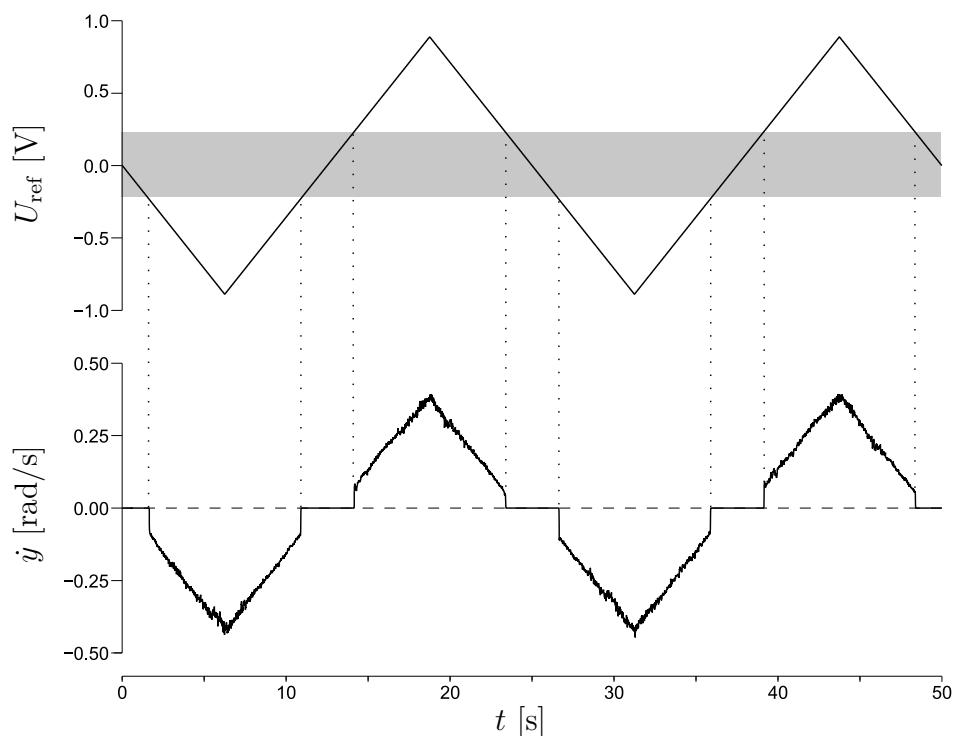


Abbildung 6.2.: Referenzspannung U_{ref} und resultierende Winkelgeschwindigkeit \dot{y} der Messwelle, bei identischer Ansteuerung von zwei Aktoren. Oben: Stellgröße in Form eines Dreieckssignals, das die Motorspannung für beide Aktoren vorgibt. Innerhalb des grauen Bereichs erzeugt die PWM keine Spannung (Totbereich). Unten: Winkelgeschwindigkeit der Messwelle, aus fünf Messzyklen gemittelt. Die Punktlinien markieren die Zeitpunkte, an denen der Schwellwert für die Minimalspannung der Motortreiber U_{min} passiert wird.

6.3. Linearisierung durch konstante Vorspannung

Zunächst wird untersucht, inwieweit das Antriebsverhalten durch eine konstante Vorspannung an beiden Aktoren linearisiert werden kann. Der Steuervektor wird in diesem Fall wie folgt angegeben:

$$\mathbf{U}(t) = \begin{pmatrix} U_{\text{ref}}(t) + U_{\text{V}} \\ U_{\text{ref}}(t) - U_{\text{V}} \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

Zur Analyse des Antriebsverhaltens bei unterschiedlichen Vorspannungen wird wie folgt vorgegangen: Der Versuchsdurchlauf wird mit einer Vorspannung $U_{\text{V}} = 0,00 \text{ V}$ begonnen. Diese entspricht der zuvor beschriebenen Ausgangssituation. Anschließend wird die Vorspannung für jeden Messzyklus schrittweise gesteigert. Nach

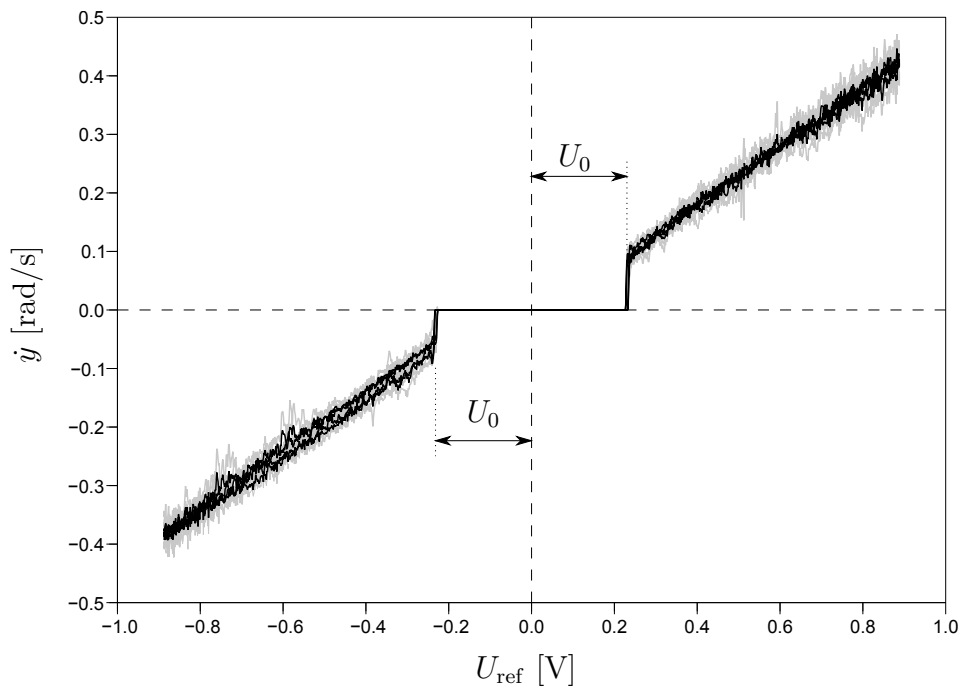


Abbildung 6.3.: Drehzahlkennlinie bei identischer Ansteuerung von zwei Aktoren. Die grauen Kurven kennzeichnen die Standardabweichung des Mittelwertverlaufes (schwarz). U_0 ist der Schwellwert der Referenzspannung U_{ref} , ab dem sich die gekoppelten Antriebe zu drehen beginnen.

25 Schritten erreicht die Vorspannung an den Aktoren $U_V = 1,00 \text{ V}$. Die Schrittgrößen der Steigerung sind logarithmisch gestaffelt; im niedrigen Bereich der Vorspannung sind die Schritte kleiner, sodass sich dort eine höhere Auflösung ergibt. Diese Verteilung wurde aufgrund der Erfahrungen aus vorausgegangenen Tests gewählt. Hierdurch ergeben sich detailliertere Ergebnisse im erwartungsgemäß interessanten Bereich der Vorspannung.

Abbildung 6.4 zeigt die ermittelten 25 Drehzahlkennlinien. Die Kennlinie ganz links zeigt die zuvor beschriebene Ausgangssituation, die Kennlinie ganz rechts bei der höchsten Vorspannung von $U_V = 1,00 \text{ V}$. Steigt die Vorspannung U_V von $0,00 \text{ V}$ (links) an, ändert sich die Größe des Bereiches, in dem der Antrieb still steht. Zusätzlich sind bei steigender Vorspannung weitere Nichtlinearitäten in Form von Drehzahlsprüngen in den Kennlinien zu erkennen.

Zur besseren Veranschaulichung werden die Effekte, die zum Stillstand der Aktoren und zu den Drehzahlsprüngen führen, an vier idealisierten Kennlinienverläufen beschrieben. Die entsprechenden Daten stammen aus dem zuvor beschriebenen Versuchsdurchlauf. Abbildung 6.5 zeigt die vier Drehzahlkennlinien. Sie lassen das charakteristische Drehzahlverhalten bei den exemplarisch gewählten Werten $0,00 \text{ V}$, $0,11 \text{ V}$, $0,23 \text{ V}$ und $0,54 \text{ V}$ für die Vorspannung U_V erkennen. Der graue

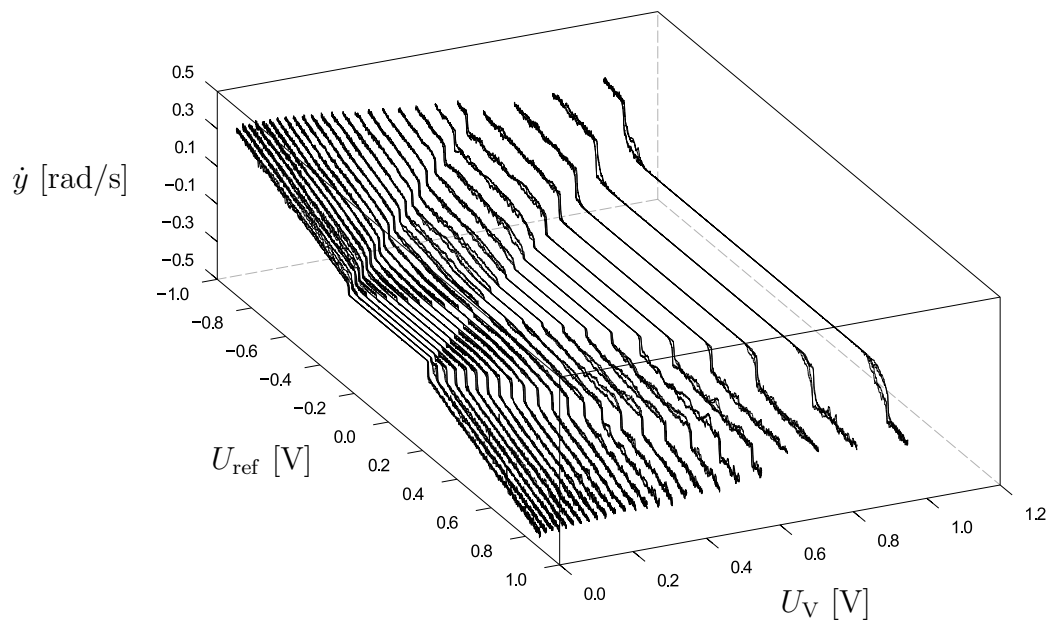


Abbildung 6.4.: 25 Drehzahlkennlinien bei unterschiedlicher Vorspannung U_V . Die Drehzahlvorgabe wird über die Referenzspannung U_{ref} vorgenommen. Jede der 25 Kurven entspricht dem aus jeweils fünf Messzyklen gemittelten Verlauf. Die Verteilung der Parameterschritte von U_V ist logarithmisch angeordnet, mit hoher Dichte bei niedrigen Werten von U_V .

Balken kennzeichnet wieder den Bereich, in dem die Eingangssignale U_1 und U_2 unter die Minimalspannung U_{min} der PWM fallen und infolgedessen keine Motorspannung generiert wird. Nachfolgend wird das Drehzahlverhalten für die vier Kennlinien beschrieben:

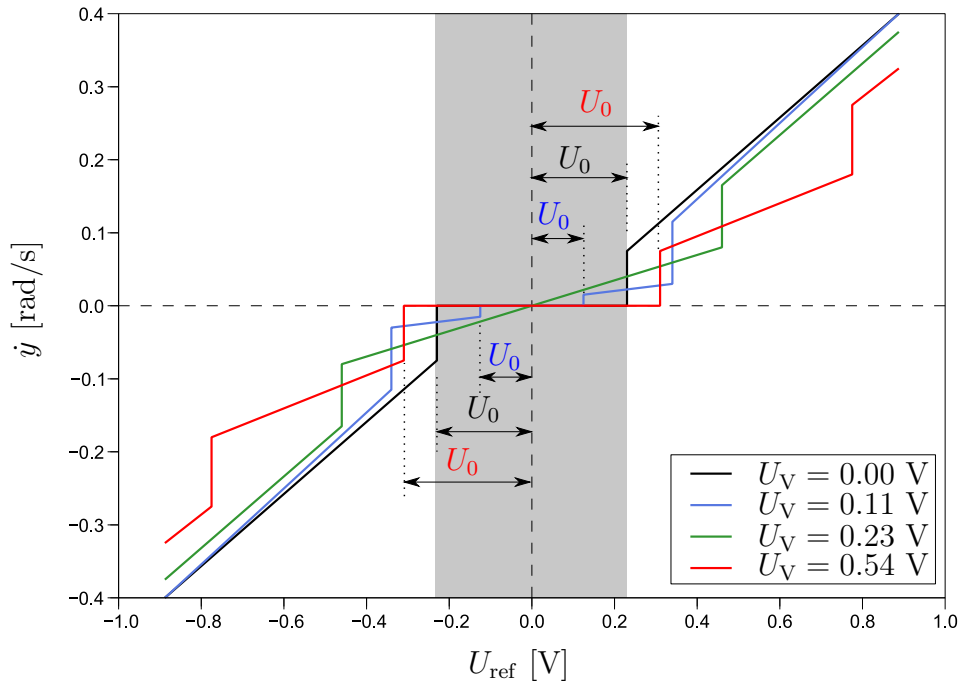


Abbildung 6.5.: Vier idealisierte Drehzahlkennlinien (schwarz, blau, grün und rot). Die Kennlinien entsprechen dem Antriebsverhalten für die jeweils gewählten Vorspannungen U_V . In der blauen, schwarzen und roten Kurve gibt U_0 jeweils die Mindestspannung an, ab der sich die Aktoren zu drehen beginnen.

Schwarze Kennlinie: Die schwarze Kurve zeigt die idealisierte Drehzahlkennlinie bei einer Vorspannung von $U_V = 0,00$ V, also den Verlauf aus Abbildung 6.3, der die Ausgangssituation darstellt. Auch hier markiert U_0 den Wert der Referenzspannung U_{ref} , ab dem sich die Aktoren zu drehen beginnen. U_0 beträgt hier 0,23 V.

Blaue Kennlinie: Die blaue Kurve zeigt die Drehzahlkennlinie bei einer Vorspannung $U_V = 0,11$ V. Hier liegt U_0 bei 0,13 V – bis die Referenzspannung U_{ref} diesen Wert erreicht, stehen beide Aktoren still. Steigt die Referenzspannung über diesen Wert, wird die minimale Motorspannung für einen Aktor erreicht, und die Messwelle beginnt sich zu drehen – allerdings mit niedrigerer Winkelgeschwindigkeit als beim Überschreiten von U_0 ohne Vorspannung (schwarze Kennlinie). Das liegt daran, dass sich nur ein Aktor aktiv dreht und dieser den zweiten mitdreht. Übersteigt die Referenzspannung den Wert von $\pm 0,33$ V, beginnt auch der zweite

Aktor sich aktiv zu drehen. Dabei springt die Drehzahl nahezu auf den Wert der schwarzen Kennlinie und nähert sich dieser mit zunehmender Referenzspannung an. Die Drehzahl der schwarzen Kennlinie wird jedoch nicht ganz erreicht, weil das Bremsmoment des Aktors an geringerer Spannung stärker ist als die Steigerung des Antriebsmomentes des Aktors an höherer Spannung. Dieser Effekt wird jedoch mit steigender Referenzspannung schwächer.

Grüne Kennlinie: Die grüne Kurve zeigt die Drehzahlkennlinie bei einer Vorspannung $U_V = 0,23 \text{ V}$. Bei diesem Versuchsdurchlauf wird nahezu kein Stillstand der Messwelle registriert. Durch Mittelung und Idealisierung der Signale zeigt sich nur für $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ ein Stillstand des Antriebs ($U_0 = 0,00 \text{ V}$). Bis zu einer Referenzspannung von $U_{\text{ref}} = 0,46 \text{ V}$ ist nur ein Aktor aktiv. Die Steigung der Drehzahlkennlinie in diesem Bereich ist entsprechend gering. Erst wenn die Referenzspannung $0,46 \text{ V}$ überschreitet, schaltet sich der zweite Aktor hinzu, so dass sich beide aktiv drehen. Der Drehzahlverlauf nähert sich dann der schwarzen Kennlinie an, was wieder auf die unterschiedlichen Antriebsmomente beider Aktoren zurückzuführen ist.

Rote Kennlinie: Die rote Kennlinie zeigt zwei Drehzahlsprünge, ähnlich der blauen Kennlinie. Die Kennlinie wurde bei einer Vorspannung von $U_V = 0,54 \text{ V}$ aufgenommen. Demnach ist die Vorspannung U_V größer als die minimale Spannung der PWM von $U_{\text{min}} = 0,23 \text{ V}$. Obwohl auch hier immer mindestens ein Aktor aktiv ist, bleibt die Messwelle unterhalb einer Referenzspannung von $0,27 \text{ V}$ stehen, d. h. es gilt $U_0 = 0,27 \text{ V}$. Das liegt daran, dass innerhalb dieses Bereiches beide Aktoren gegeneinander arbeiten. Aufgrund der erhöhten Bremswirkung des hemmenden gegenüber der Antriebsleistung des treibenden Aktors bleibt eine Drehung der Messwelle aus. Erst wenn die Referenzspannung $0,27 \text{ V}$ übersteigt, wird der hemmende Aktor inaktiv; der treibende Aktor kann sich beginnen zu drehen und den passiven Aktor mitdrehen. Oberhalb $U_{\text{ref}} = 0,73 \text{ V}$ treiben beide Aktoren in die gleiche Richtung. Wegen des hohen Versatzes der Ansteuerung beider Aktoren liegt hier die Drehzahl unterhalb der der anderen Kennlinien.

Als nächster Schritt soll die Abhängigkeit des Schwellwertes U_0 von der Vorspannung U_V betrachtet werden. Dazu wird U_0 für jeden der 25 Messschritte ermittelt – mit einer schrittweisen Steigerung der Vorspannung von $0,00 \text{ V}$ bis $1,00 \text{ V}$ – und in Abhängigkeit von U_V dargestellt. Abbildung 6.6 zeigt das resultierende Diagramm. Es ist zu erkennen, dass U_0 bis zu einer Vorspannung von $0,23 \text{ V}$ annähernd linear abnimmt. Der tiefste Wert für U_0 beträgt nahezu $0,00 \text{ V}$. Wird die Vorspannung größer, steigt U_0 wieder annähernd linear an.

Wie anhand der Drehzahlkennlinien in Abbildung 6.5 bereits beschrieben wurde, resultiert der Stillstand der Aktoren aus zwei Effekten: bei $U_V < U_{\text{min}}$ aus gleichzeitigem Unterschreiten der Minimalspannung U_{min} für die Motorspannung

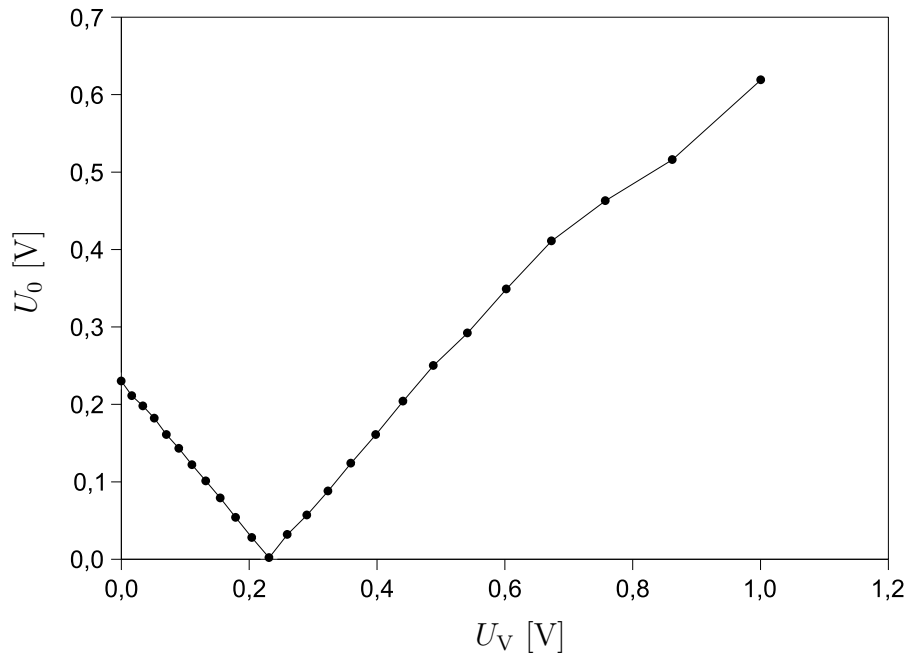


Abbildung 6.6.: Änderung des Schwellwertes U_0 in Abhängigkeit der Vorspannung U_V von zwei Aktoren. Das Minimum für U_0 liegt bei $U_V = 0,23$ V.

U_1 und U_2 , bei $U_V > U_{\min}$ durch gegenseitiges Blockieren der Aktoren.

Zur Minimierung von U_0 muss folglich als Vorspannung $U_V = U_{\min}$ gewählt werden. In dieser Einstellung wird beim Nulldurchgang der Referenzspannung U_{ref} von einem aktiven Aktor auf den anderen umgeschaltet. So wird vermieden, dass beide Aktoren gleichzeitig inaktiv sind oder sich gegenseitig blockieren.

Weiterhin gilt, dass bei einer Vorspannung $U_V > 0,00$ V, und damit auch bei $U_V = U_{\min}$, für eine bestimmte Drehrichtung immer der gleiche Aktor ein höheres Drehmoment entwickelt und somit führend ist. Folglich bleibt die Richtung, in die die Getriebekomponenten vorgespannt sind, immer gleich. So wird zusätzlich die Lose des Antriebsstrangs für alle Referenzspannungen kompensiert.

Optimale Vorspannung

Als nächster Schritt wird ein gesonderter Testdurchlauf bei einer Vorspannung von $U_V = U_{\min}$ durchgeführt. Abbildung 6.7 zeigt die generierten Signale und die resultierende Winkelgeschwindigkeit. Im oberen Diagramm repräsentiert die schwarze Linie die Referenzspannung U_{ref} . Durch die Vorspannung U_V ergeben sich die Motorsignale U_1 (rote Kurve) und U_2 (blaue Kurve). Der graue Bereich kennzeichnet wieder den Signalbereich unterhalb des Schwellwertes für den Motortreiber U_{\min} . Die resultierende Winkelgeschwindigkeit $\dot{\gamma}$ der Messwelle ist im unteren Diagramm zu sehen.

Die Werte des Signalverlaufes ab dem beide Aktoren aktiv drehen, sind mit

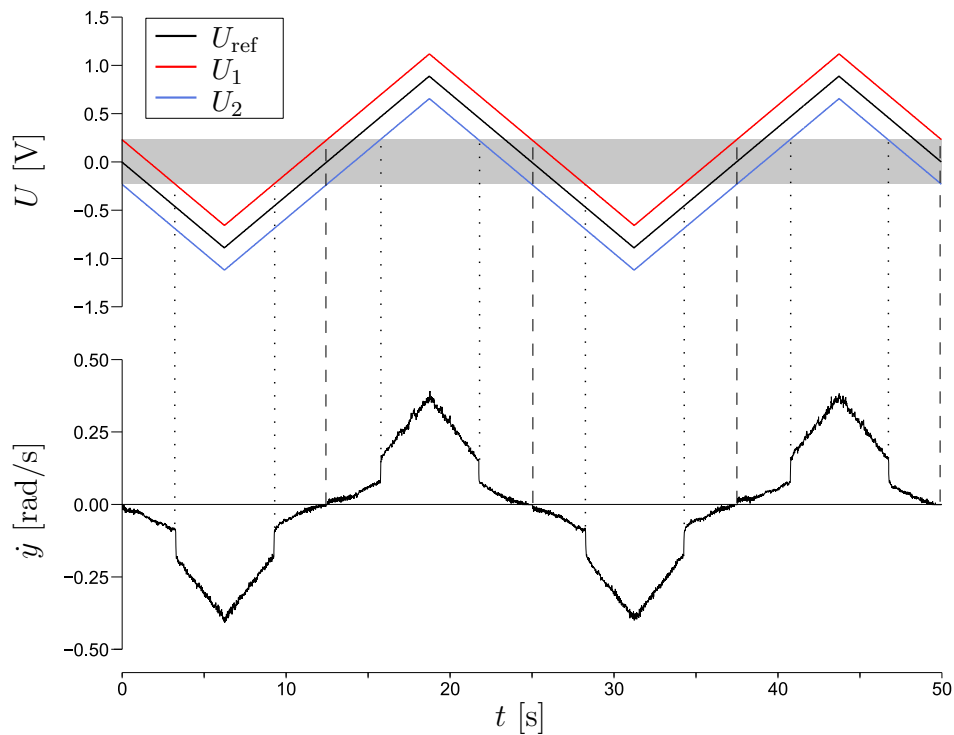


Abbildung 6.7.: Stellgrößen der Aktoren sowie resultierende Winkelgeschwindigkeit \dot{y} der Messwelle bei einer Vorspannung von $U_V = 0,23$ V. Oben: Die Referenzspannung U_{ref} (schwarz) gibt das Dreieckssignal vor. Die Stellgrößen der einzelnen Aktoren (U_1 und U_2) sind durch die Vorspannung U_V von der Referenzspannung U_{ref} abgeleitet. Innerhalb des grauen Bereiches erzeugt die PWM der beiden Aktoren keine Spannung. Unten: Winkelgeschwindigkeit der Messwelle, aus fünf Zyklen gemittelt. Die Punktlinien kennzeichnen, ab wann nur ein Aktor aktiv ist oder beide zugleich treiben. Die Strichlinien kennzeichnen den Nulldurchgang der Referenzspannung U_{ref} .

Punktlinien zwischen den Diagrammen hervorgehoben. Deutlich ist die sprunghafte Änderung der Winkelgeschwindigkeit \dot{y} durch das Hinzuschalten des zweiten Aktors zu erkennen. Die Nulldurchgänge des Referenzsignales sind durch Strichlinien zwischen den Diagrammen hervorgehoben. Im Vergleich mit der Ausgangssituation (Abbildung 6.2) zeigt sich, dass nun die Winkelgeschwindigkeit \dot{y} bei $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ ohne Totbereich die Richtung ändert. Bei $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ schaltet ein Aktor ab (Motorsignal im grauen Bereich), und der zuvor mitgedrehte passive Aktor dreht nun aktiv die Messwelle weiter.

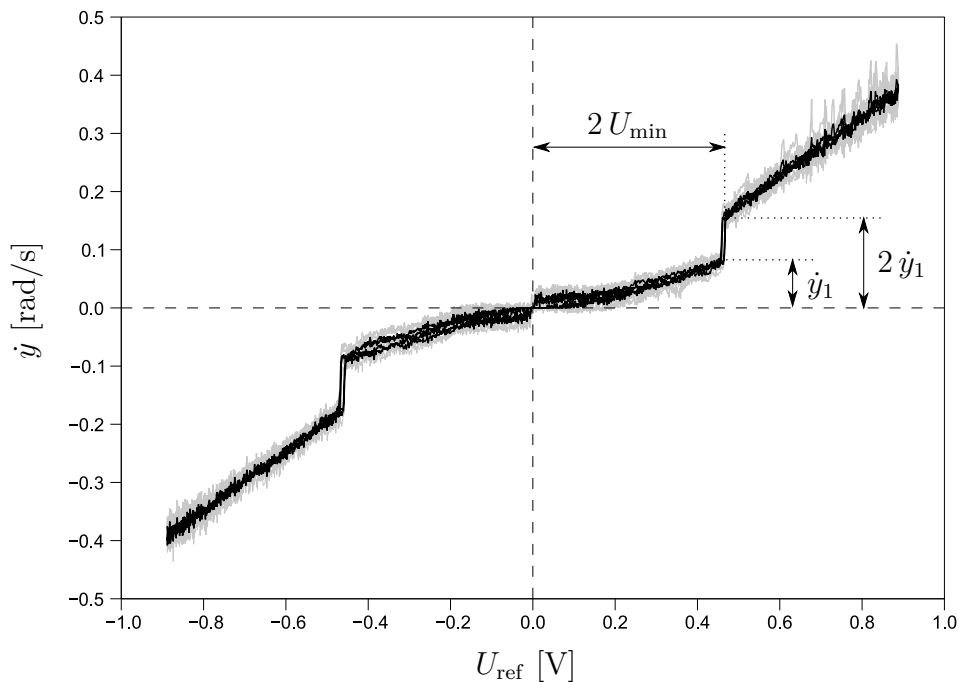


Abbildung 6.8.: Drehzahlkennlinie bei einer konstanten Vorspannung von $U_V = 0,23 \text{ V}$. Die grauen Kurven kennzeichnen die Standardabweichung vom Mittelwert (schwarz). Im ersten Quadranten ist der charakteristische Drehzahlsprung bei $2U_{\text{min}}$ auffällig, der das Hinzuschalten des zweiten Aktors kennzeichnet. Die Starthöhe des Sprunges ist mit \dot{y}_1 bezeichnet. Die maximale Sprunghöhe ist doppelt so groß wie die Starthöhe, also $2\dot{y}_1$.

Bleibt die Referenzspannung konstant bei $0,00 \text{ V}$, steht die Messwelle still – egal, ob $U_V = U_{\text{min}} + \Delta U$ oder $U_V = U_{\text{min}} - \Delta U$ ist. ΔU bezeichnet dabei den kleinstmöglichen Spannungsunterschied, der durch die diskrete Spannungssteuerung der PWM generiert werden kann. Antriebsintern unterscheiden sich jedoch beide Fälle: Ist U_V minimal kleiner als U_{min} , sind beide Aktoren bei $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ inaktiv. Ist U_V minimal größer als U_{min} , blockieren sich die Aktoren wie bereits beschrieben. Somit ist unabhängig von geringen Abweichungen der Vorspannung sichergestellt, dass die Messwelle für $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ gänzlich zur Ruhe kommt. Diese Eigenschaft ist beispielsweise dann wichtig, wenn eine konstante Zielposition ein-

geregelt werden soll, wozu der gesamte Antrieb stillstehen muss. Allerdings ist die Energieaufnahme in beiden Fällen unterschiedlich: Blockieren sich die Aktoren, wird mehr Energie aufgenommen als wenn beide Aktoren inaktiv sind.

Zur weiteren Analyse des Drehzahlverhaltens bei einer Vorspannung von $U_V = U_{\min}$ wird die entsprechende Drehzahlkennlinie aus Abbildung 6.8 betrachtet. In der Ausgangssituation, d. h. ohne Vorspannung (siehe Abbildung 6.3), findet der Drehzahlsprung bei einer Referenzspannung von $U_{\text{ref}} = U_{\min}$ statt. Bei der nun gewählten Vorspannung von $U_V = U_{\min}$ verdoppelt sich dieser Wert auf $U_{\text{ref}} = 2U_{\min}$; die Winkelgeschwindigkeit verdoppelt sich gleichfalls auf $2\dot{y}_1$.

Diese Nichtlinearität lässt sich durch eine konstante Vorspannung nicht weiter kompensieren. Als nächster Schritt wird daher untersucht, inwieweit eine dynamische Änderung der Vorspannung U_V zu einer Linearisierung der Drehzahlkennlinie beitragen kann.

6.4. Linearisierung durch dynamische Anpassung der Vorspannung

Ziel der nächsten beiden Versuche ist es, den zuvor Drehzahlsprung bei $U_{\text{ref}} = 2U_{\min}$ zu kompensieren. Dabei soll U_0 minimal bleiben, d. h. der Antrieb soll nur bei einer Referenzspannung von $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ stillstehen.

Auch bei den folgenden Versuchen wird mit einer reinen Steuerung gearbeitet. Die dynamische Anpassung der Vorspannung geschieht allein in Abhängigkeit der Referenzspannung U_{ref} . Der erste Versuch zur Linearisierung basiert darauf, die Vorspannung U_V nur in einem Bereich in der Nähe des Umkehrpunktes zuzuschalten. Die Vorspannung soll mit einer programmierten Rampenfunktion dynamisch gesteigert werden, um ruckartige Bewegungen durch Drehzahlsprünge möglichst auszuschließen; ferner soll dadurch die Drehzahlkennlinie ohne Vorspannung (wie in Abbildung 6.3) in die Drehzahlkennlinie mit Vorspannung $U_V = U_{\min}$ übergehen (siehe Abbildung 6.8). Im Bereich des Umkehrpunktes (bei $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$) soll die Drehzahlkennlinie mit Vorspannung $U_V = U_{\min}$ gelten. Für höhere Werte der Referenzspannung soll sich die Drehzahl allmählich der Kennlinie ohne Vorspannung angleichen.

Die Rampenfunktion für die dynamische Steuerung der Vorspannung gestaltet sich für diesen Zweck wie folgt:

$$U_V = \begin{cases} U_{\min} & \text{für } |U_{\text{ref}}| < U_{\min} \\ 2U_{\min} - |U_{\text{ref}}| & \text{für } U_{\min} \leq |U_{\text{ref}}| \leq 2U_{\min} \\ 0 & \text{für } |U_{\text{ref}}| > 2U_{\min} \end{cases} \quad (6.6)$$

Das hieraus entstandene Profil der Motorsignale U_1 und U_2 ist in Abbildung 6.9 oben dargestellt, darunter der resultierende Drehzahlverlauf.

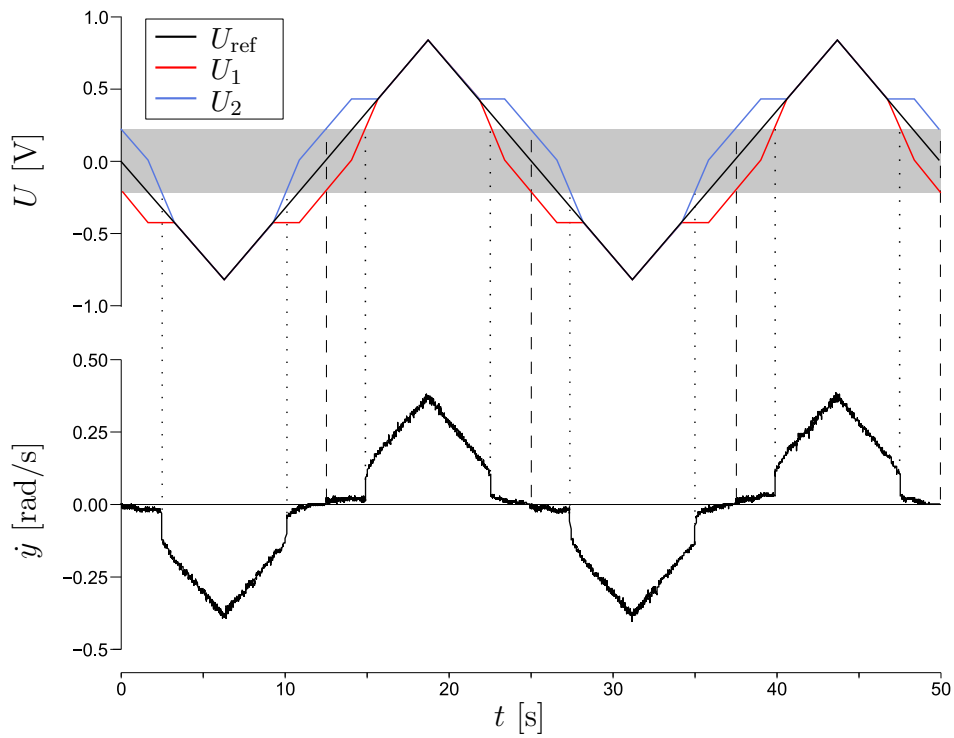


Abbildung 6.9.: Stellgrößen der Aktoren sowie resultierende Winkelgeschwindigkeit \dot{y} der Messwelle bei dynamischer Anpassung der Vorspannung. Oben: Die Referenzspannung U_{ref} (schwarz) ist durch das Dreieckssignal vorgegeben. Die Stellgrößen der einzelnen Aktoren (U_1 und U_2) sind durch die dynamische Vorspannung U_V von der Referenzspannung U_{ref} abgeleitet. Innerhalb des grauen Bereiches erzeugt die PWM der beiden Aktoren keine Spannung. Unten: Winkelgeschwindigkeit der Messwelle, aus fünf Zyklen gemittelt. Die Punktlinien kennzeichnen, ab wann nur ein Aktor aktiv ist oder beide zugleich treiben. Die Strichlinien kennzeichnen den Nulldurchgang der Referenzspannung U_{ref} .

Im Umkehrpunkt verhalten sich die Aktoren wie erwartet. Es entsteht kein ausgeprägter Bereich, in dem die Messwelle stillsteht ($U_0 = 0,00 \text{ V}$). Jedoch treten auch bei diesem Versuch wieder Drehzahlsprünge während des Anstiegs und Abfalls der Referenzspannung vom bzw. auf den Nullpunkt auf. Die Sprünge finden nun jedoch bei einer Referenzspannung von $U_{\text{ref}} = 1,5 U_{\text{min}}$ statt, also näher am Umkehrpunkt als bei idealer, konstanter Vorspannung (siehe Abbildung 6.8). Die Drehzahlsprünge lassen sich mit dynamischer Steuerung der Vorspannung jedoch auch in weiterführenden Experimenten nicht weiter kompensieren. Es zeigt sich, dass unabhängig von Anstieg und Grenzwert der Rampenfunktion immer ein Drehzahlsprung beim Hinzuschalten des zweiten Aktors stattfindet. Daher wird im nächsten Experiment versucht, die Drehzahlsprünge mit asymmetrischer Vorspannung der Aktoren zu kompensieren.

6.5. Linearisierung durch dynamische und asymmetrische Anpassung der Vorspannung

Im Folgenden wird getestet, ob eine asymmetrische Verschiebung der Motorsignale U_1 und U_2 zum Referenzsignal U_{ref} die Drehzahlsprünge beim Hinzuschalten des zweiten Aktors kompensieren kann. Diese Steuerungsmethode wird nachfolgend als DAAV – für Dynamische Asymmetrische Anpassung der Vorspannung – bezeichnet.

Ausgehend vom Drehzahlverhalten bei konstanter Vorspannung $U_V = U_{\text{min}}$ wie in Abbildung 6.8 dargestellt, kann folgende Annahme für den Bereich gemacht werden, in dem nur ein Aktor aktiv ist: Ist das Bremsmoment des passiven Aktors direkt proportional zur Drehzahl, muss der aktive Aktor mit doppelter Leistung treiben, um den Sprung von y_1 auf $2y_1$ auszugleichen. Überschreitet das Motorsignal des passiven Aktors den Schwellwert von U_{min} , müssen wieder beide Aktoren mit gleicher Vorspannung betrieben werden.

Die einzelnen Motorsignale für die DAAV können somit wie folgt von der Referenzspannung abgeleitet werden:

$$U_1 = \begin{cases} U_{\text{ref}} + U_V & \text{für } U_{\text{ref}} < 0 \quad \text{und} \quad U_{\text{ref}} > 2U_{\text{min}} \\ 2U_{\text{ref}} + U_V & \text{für } 0 \leq U_{\text{ref}} \leq 2U_{\text{min}} \end{cases} \quad (6.7)$$

$$U_2 = \begin{cases} U_{\text{ref}} - U_V & \text{für } U_{\text{ref}} < -2U_{\text{min}} \quad \text{und} \quad U_{\text{ref}} > 0 \\ 2U_{\text{ref}} - U_V & \text{für } -2U_{\text{min}} \leq U_{\text{ref}} \leq 0 \end{cases} \quad (6.8)$$

Demnach ist der Wert der Vorspannung U_V immer konstant. Die resultierende dynamische asymmetrische Vorspannung wird jedoch anstatt durch U_V durch die Verdopplung der Referenzspannung U_{ref} erzeugt. Da dies für beide Aktoren in

unterschiedlichen Wertebereichen der Referenzspannung stattfindet, ist die Verschiebung der Motorsignale bei $|U_{\text{ref}}| < \pm U_{\text{min}}$ asymmetrisch. Dadurch treibt der aktive Aktor den passiven mit entsprechend gesteigerter Leistung an. Dies soll die Steigung der Drehzahlkennlinie bis $2y_1$ soweit erhöhen, dass der zuvor gemessene Drehzahlsprung kompensiert wird.

Spannungswerte und resultierender Drehzahlverlauf sind in Abbildung 6.10 dargestellt. Das Diagramm zeigt, dass durch die DAAV die Drehzahlsprünge kompensiert werden können. Gleichzeitig ist U_0 so klein, dass die Messwelle nur bei $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ zum Stehen kommt. Die entsprechende Drehzahlkennlinie ist in Abbildung 6.11 dargestellt. Sie verläuft nun annähernd linear; die geringe S-förmige Abweichung ist auf die Differenz zwischen treibendem und hemmendem Antriebsmoment der beiden unterschiedlich angesteuerten Aktoren zurückzuführen. Bei weiterem Anstieg der Drehzahl nähert sich die Kennlinie jedoch rasch dem idealen Verlauf an.

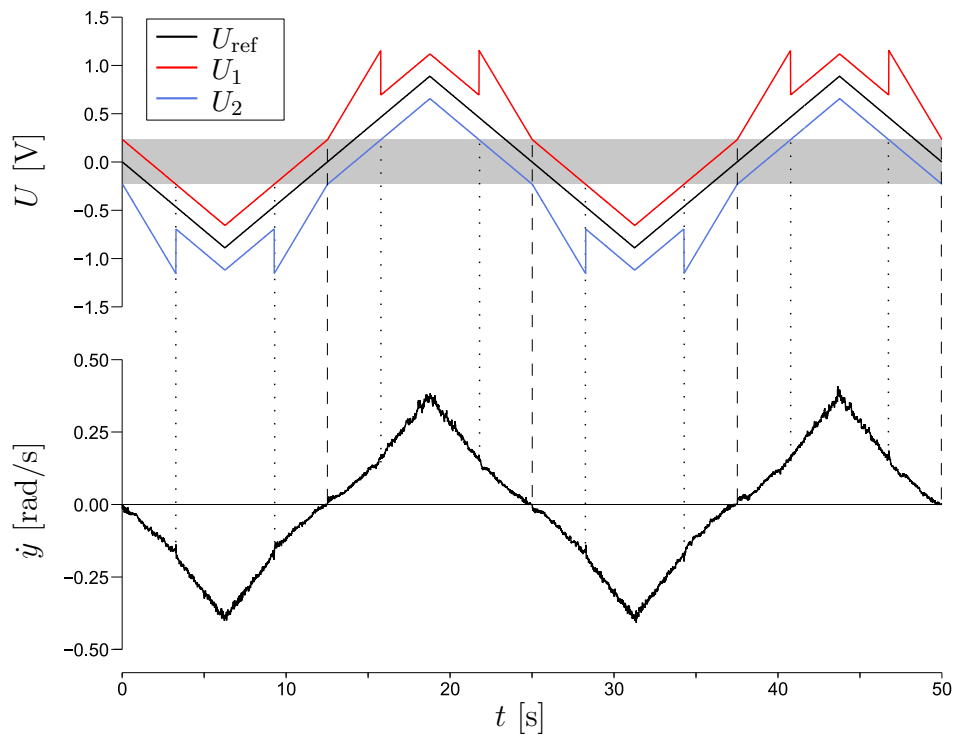


Abbildung 6.10.: Stellgrößen der Aktoren sowie resultierende Winkelgeschwindigkeit \dot{y} der Messwelle bei dynamischer, asymmetrischer Anpassung der Vorspannung. Oben: Die Referenzspannung U_{ref} (schwarz) ist durch das Dreieckssignal vorgegeben. Die Stellgrößen der einzelnen Aktoren (U_1 und U_2) sind durch die dynamische, asymmetrische Vorspannung von der Referenzspannung U_{ref} abgeleitet. Innerhalb des grauen Bereiches erzeugt die PWM der beiden Aktoren keine Spannung. Unten: Gemittelte Winkelgeschwindigkeit der Messwelle. Die Punktlinien kennzeichnen, ab wann nur ein Aktor aktiv ist oder beide zugleich treiben. Die Strichlinien kennzeichnen den Nulldurchgang der Referenzspannung U_{ref} .

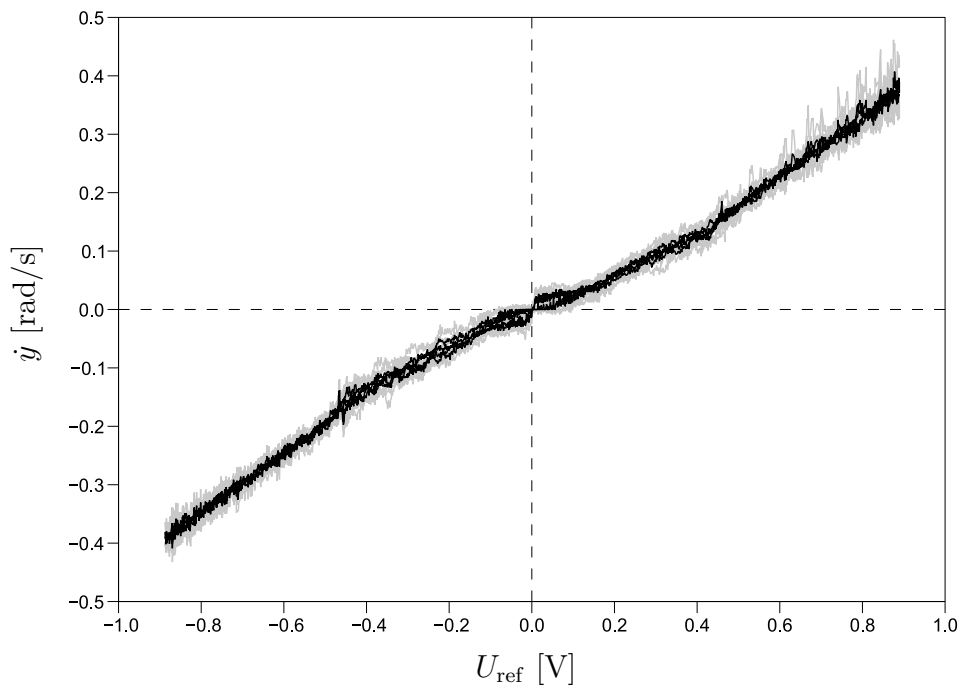


Abbildung 6.11.: Resultierende Drehzahlkennlinie bei dynamischer und asymmetrischer Anpassung der Vorspannung. Die grauen Kurven zeigen die Standardabweichung um die mittleren Drehzahlwerte bei gegebener Referenzspannung U_{ref} .

6.6. Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde der nichtlineare Effekt im Bereich des Umkehrpunktes der verwendeten Aktoren, der auch als Totbereich bezeichnet wird, beschrieben und experimentell untersucht. Zur Kompensation dieser Nichtlinearität wurden drei Methoden überprüft: Linearisierung durch konstante Vorspannung, Linearisierung durch dynamische Anpassung der Vorspannung und Linearisierung durch dynamische und asymmetrische Anpassung der Vorspannung (DAAV). Wie die Ergebnisse zeigen, führt nur die DAAV zur gewünschten Wirkung.

Diese Steuerungsmethode wurde zwar für das spezielle Verhalten des verwendeten Servomotors entwickelt, kann jedoch einfach auf andere, parallel gekoppelte DC-Getriebemotoren übertragen werden. Dafür ist lediglich ein Schwellwert für die Motorsignale U_1 und U_2 festzulegen, unterhalb dessen keine Motorspannung erzeugt wird. Danach kann die Linearisierung wie beschrieben umgesetzt werden.

Weiter zeigt sich, dass mit Hilfe der DAAV eine Linearisierung des Drehzahlverhaltens im Bereich des Umkehrpunktes bereits bei zwei unterschiedlich angesteuerten Aktoren möglich wird, ohne dass für die Steuerung eine Signalarückführung oder Regelschleife nötig ist. Zudem wird durch den Versatz der beiden Motorspannungen und folglich ein mechanisches, antagonistisches Vorspannen der Abtriebswellen beider Aktoren das Getriebeispiel im gesamten Antriebsstrang kompensiert. Die gewählte Vorspannung ist zwar außerhalb der Nichtlinearität im Umkehrpunkt gering (nur 0,23 V), liegt jedoch dennoch in dem Bereich der Vorspannung, in dem bereits im vorhergehenden Experiment aus Kapitel 5 ein verbessertes Antriebsverhalten festzustellen war.

Die DAAV ist insbesondere für die Regelung eines Gelenkes im lastfreien Zustand von Vorteil. Ergänzend dazu wird im weiteren Verlauf der Arbeit das Antriebsverhalten unter Last untersucht. Dabei auftretende Reibungseffekte im Antriebsstrang sollen durch die unterschiedliche Steuerung parallel gekoppelter Aktoren kompensiert und damit das Arbeitsverhalten des Antriebs optimiert werden.

Kapitel 7.

Analyse und Kompensation getriebebedingter Reibungseffekte am Beispiel von zwei parallel gekoppelten Aktoren

Im vorherigen Kapitel wurden die nichtlinearen Effekte im Bereich des Umkehrpunktes der verwendeten Servomotoren analysiert. Darauf aufbauend wurden Methoden zur Kompensation dieser Nichtlinearitäten aufgezeigt und in Experimenten demonstriert. Die Kompensation basierte hierbei auf der parallelen Kopplung zweier Aktoren. Das linearisierte Antriebsverhalten kann insbesondere die Regelung von Gelenken bei niedrigen Winkelgeschwindigkeiten und bei niedriger Last begünstigen. Diese Zustände finden sich beispielsweise beim Balancieren eines inversen Pendels, wie in Kapitel 5 beschrieben, oder beim Einregeln einer exakten Winkelposition eines vertikalen, von der Gravitationskraft unbeeinflussten Gelenks.

Soll eine Gelenkposition eingeregelt werden, bei der zum Halten der Position ein konstantes Antriebsmoment nötig ist, treten andere unerwünschte Effekte des Antriebs in den Vordergrund. Diese basieren insbesondere auf den getriebebedingten Reibungseffekten, die in Abschnitt 4.2 beschrieben wurden, und von deren Analyse und Kompensation dieses Kapitel handelt. Dieses ist wie folgt aufgebaut: Zu Beginn wird die Experimentalumgebung vorgestellt, danach wird der Versuchsablauf beschrieben, der für alle Versuche dieses Kapitels einheitlich ist. Anschließend werden drei unterschiedliche Steuerungstechniken vorgestellt:

- die Referenzsteuerung
- die pulsmodulierte Steuerung (PMS)
- die phasenverschobene pulsmodulierte Steuerung (PPMS)

Bei der Referenzsteuerung werden die Aktoren konventionell angesteuert. Mit dieser Steuerung wird die Ausgangssituation des Antriebsverhaltens mit den unerwünschten Reibungseffekten des Getriebes vorgestellt. Die beiden anschließend

vorgestellten Steuerungstechniken PMS und PPMS sollen zur Kompensation der Reibungseffekte beitragen. Die PMS basiert auf einem bereits bekannten Verfahren, dem sogenannten *Chopping*. Dieses Verfahren wird z. B. von Wescott eingesetzt, um Aktoren mit sehr niedrigen Geschwindigkeiten zu betreiben [121, 122]. Bei der PPMS wird das Funktionsprinzip der PMS auf die Steuerungsmöglichkeiten zweier parallel gekoppelter Aktoren erweitert, um das Antriebsverhalten weiter zu optimieren. Im Anschluss an die Vorstellung der Steuerungstechniken folgt die Beschreibung der dazugehörigen Versuche. Die resultierenden Bewegungsverläufe des Aktors werden anschließend für jede Steuerungsart separat diskutiert. Im nächsten Teil des Kapitels werden die drei Steuerungsarten anhand der folgenden sechs Gütekriterien miteinander verglichen:

- Symmetrie
- Linearität
- Maximales Drehmoment
- Vibrationsverhalten
- Energieverbrauch
- Geräusentwicklung

Abschließend wird die gesamte Funktionsgüte der einzelnen Steuerungstechniken auf Basis der normierten Gütekriterien bewertet. Die Steuerungstechnik mit dem besten Resultat soll als Grundlage für Regelkreise zur weiteren Optimierung des Antriebsverhaltens in den folgenden Kapiteln dienen.

7.1. Versuchsvorbereitung

Der Experimentalaufbau zur vorher beschriebenen Linearisierung der Drehzahlkennlinien wird nun um zusätzliche Messgeräte ergänzt; Abbildung 7.1 zeigt ein Foto des erweiterten Teststandes. Zur Untersuchung und Beurteilung des Antriebsverhaltens anhand der genannten Gütekriterien wird der Experimentalaufbau aus folgenden Komponenten zusammengestellt (von links nach rechts):

- Messmikrofon
- Antriebsteststand mit Pendel
- Temperatursensor
- Oszilloskop

Der gesamte Aufbau ist mit speziellen Akustikschaumstoffplatten eingehaust. Diese reduzieren externe Störgeräusche und tragen so zu einer unverfälschten Geräuschemessung bei. Im Folgenden werden der Experimentalaufbau, die zusätzlichen Messungen sowie der Versuchsablauf beschrieben.

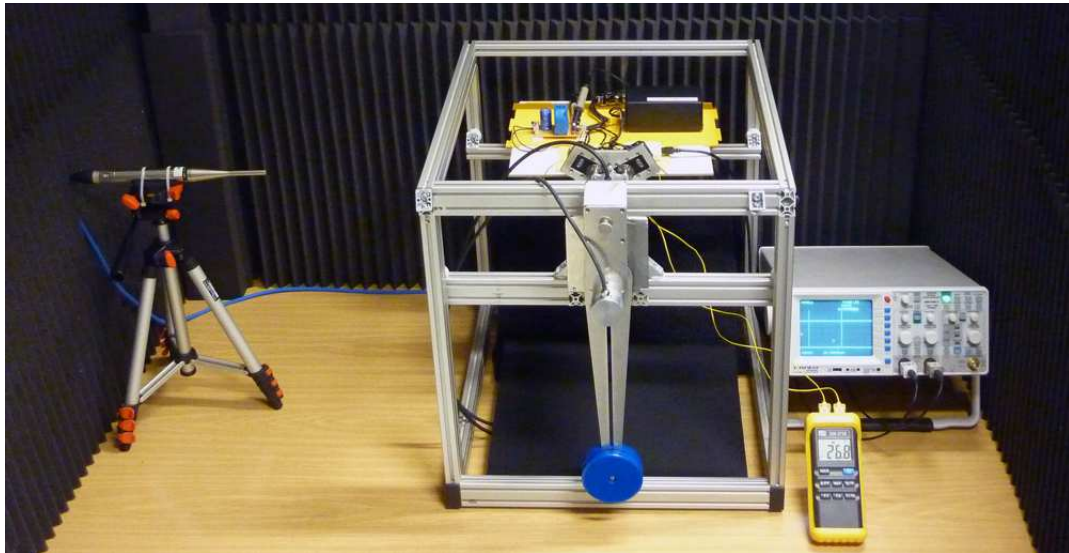


Abbildung 7.1.: *Experimentalaufbau, schallisierend eingehaust. Links: Messmikrofon in 0,5 m Abstand zur Antriebseinheit. Mitte: Antriebsteststand mit Antriebseinheit, Pendel (blau) und Steuerelektronik. Rechts: Zwei-Kanal-Oszilloskop und Temperatursensor zur Erfassung der Motortemperatur.*

Antriebsteststand

Der im Blockschaltbild Abb. 4.9 dargestellte Antriebsteststand ist die Hauptkomponente des Experimentalaufbaus. In ihm befinden sich – wie in den zwei vorangegangenen Kapiteln beschrieben – zwei parallel gekoppelte Servomotoren. Diese dienen zusammen als Antrieb und sind starr mit der Messwelle verbunden. Als Last ist am Ende der Messwelle ein Pendel mit folgenden physikalischen Eigenschaften angebracht:

- Pendelmasse $m_P = 1168 \text{ g}$
- Pendellänge $l_P = 0,282 \text{ m}$
- Pendelträgheit $J_P = 99 \text{ gm}^2$

Pendelmasse und -hebelarm sind so gewählt, dass das maximale Antriebsmoment nicht ausreicht, um das Pendel bei langsamer Bewegung bis in die Horizontale auszulenken. Dadurch wird ein ungewolltes Überschwingen des Pendels vermieden.

Leistungsmessung

Der Energieverbrauch der Aktoren ist ein wichtiges Gütekriterium zur Beurteilung der jeweiligen Steuerungstechnik. Bei den später vorgestellten Steuerungsverfahren PMS und PPMS wird die Antriebsleistung der Aktoren in rascher Abfolge geändert. Um die aufgenommene elektrische Leistung und Energie dennoch gut messen zu können, wird ein digitales Zweikanal-Speicher-Oszilloskop des Typs HAMEG HM1008-2 [11] eingesetzt. Dessen Messeingänge werden zur Erfassung von Betriebsspannung und Stromfluss verwendet. Die Strommessung wird an einem niederohmigen Widerstand (Shunt-Widerstand) mit 0,05 Ohm durchgeführt, der seriell in die Masseleitung zwischen Netzteil und AccelBoard3D geschaltet ist. Gemessen wird der Spannungsabfall am Shunt-Widerstand, der gemäß dem Ohm'schen Gesetz proportional zum Stromfluss ist. Die beiden Spannungssignale – Betriebsspannung und Spannungsabfall – werden nach jeder Messung auf einen PC übertragen und dort ausgewertet.

Die elektrische Leistungsaufnahme wird durch das digitale Oszilloskop diskret abgetastet. Um den störenden Einfluss höherfrequenter Leistungsschwankungen zu minimieren, wird zusätzlich ein LC-Filterglied zwischen das AccelBoard3D und dem Messpunkt für die Erfassung der Leistungsaufnahme geschaltet.

Geräuschmessung

Neben der Leistungsaufnahme der Aktoren wird auch deren Geräuschentwicklung erfasst. Dafür wird ein Messmikrofon des Typs M30 der Firma HDM [13] in 50 cm Entfernung vom Antrieb aufgestellt. Für die Messung wird das Mikrofon an einen gesonderten PC angeschlossen. Aufnahme und Auswertung der Audiodaten wird in der Software *Audacity*¹ [12] durchgeführt.

Versuchsablauf

Für alle in diesem Kapitel beschriebenen Experimente gelten einheitliche Bedingungen bezüglich Betriebsspannung, Motortemperatur und Umgebungsgeräuschen. Die Aktoren werden ausschließlich gesteuert, ohne dass eine Signalführung eingesetzt wird.

In der Ausgangssituation jedes Versuchsablaufes hängt das Pendel senkrecht nach unten und übt somit kein Drehmoment auf die Messwelle und den Antrieb aus. In der ersten Hälfte des Versuchs wird die Eingangsleistung des Antriebs bis zur Maximalspannung kontinuierlich gesteigert, wodurch das Pendel in eine Richtung angehoben wird. In der zweiten Hälfte wird die Leistung wieder kontinuierlich auf null gesenkt, wodurch sich das Pendel wieder absenkt.

¹ *Open-Source*-Software des Audacity-Teams unter *GNU General Public License*

Wie bei den im vorigen Kapitel beschriebenen Experimenten wird zur Vorgabe der Antriebsleistung eine Referenzspannung U_{ref} genutzt. Diese folgt ebenfalls einer Dreiecksschwingung, hier mit einer Amplitude von 14,8 V und einer Periodendauer von $T = 40$ Sekunden. Die Amplitude erreicht also die maximale Betriebsspannung, wodurch die Aktoren ihr maximales Drehmoment erreichen. Dabei erhitzen sich die Motoren relativ rasch. Um die Erwärmung der Motoren zu begrenzen, werden die Aktoren nur 20 Sekunden lang betrieben. Dabei läuft nur die Hälfte einer Periode der Dreiecksschwingung ab (siehe Abbildung 7.2 oben). Somit wird das Pendel nur in eine Richtung ausgelenkt. Zeitlicher Anstieg und Abfall der Referenzspannung sind so gewählt, dass die dynamischen Einflüsse auf das Pendel möglichst gering sind, sich die Motoren jedoch auch nicht zu stark erhitzen können.

Die Motortemperatur wird mit dem externen Temperaturmessgerät überwacht, dessen zwei Messfühler direkt mit den beiden Motorgehäusen verbunden sind. In jedem Versuchsdurchlauf erwärmen sich die Motoren um ca. 5°C. Der nächste Durchlauf wird erst vorgenommen, wenn sich die Aktoren wieder auf eine Temperatur von $28^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$ abgekühlt haben. Dies entspricht der gewöhnlich erreichten Betriebstemperatur ohne aktive Drehbewegung.

Um den Einfluss der Messwertstreuung zu minimieren, werden zu jedem Versuch fünf Durchläufe vorgenommen und die Ergebnisse zur Auswertung und Beurteilung gemittelt.

7.2. Referenzsteuerung

Im ersten Versuch soll mit der Referenzsteuerung die Ausgangssituation der getriebebedingten Reibungseffekte demonstriert werden. Die Weiterleitung der Referenzspannung U_{ref} als Signal an die Aktoren geschieht hier auf gleiche Weise wie bei der Analyse der Ausgangssituation in Abschnitt 6.2, gemäß Formel 6.4.

In Abbildung 7.2 unten werden die resultierenden Bewegungsverläufe des Pendels (nachfolgend Trajektorien genannt) gezeigt. Die grauen Linien stellen die Einzeltrajektorien dar, die schwarze Linie zeigt den gemittelten Verlauf für alle fünf Durchläufe.

In den ersten 2 Sekunden steigt das Pendel kontinuierlich an. Anschließend verharrt es für ca. 1 Sekunde auf einem konstantem Niveau von 0,22 rad. Danach bewegt es sich für 1 Sekunde weiter, bis es nach 4 Sekunden bei 0,44 rad erneut zum Stehen kommt. Bis zum Erreichen der Höchstspannung nach exakt 10 Sekunden wiederholen sich die Sprünge, jedoch mit deutlichem Versatz der Trajektorie bei jeder Messung.

Während des Anstieges ist eine Zunahme der Sprunghöhe sowie der Länge der zwischen den Sprüngen liegenden Plateaus zu erkennen. Die im vorliegenden Fall recht ausgeprägten Sprünge sind auf die für langsame Bewegungen typischen Wechsel zwischen Haft- und Gleitreibung zurückzuführen. Dieses Verhalten entspricht dem *Stick-Slip*-Effekt, der in Abschnitt 4.2 bereits erwähnt wurde. Im vorliegen-

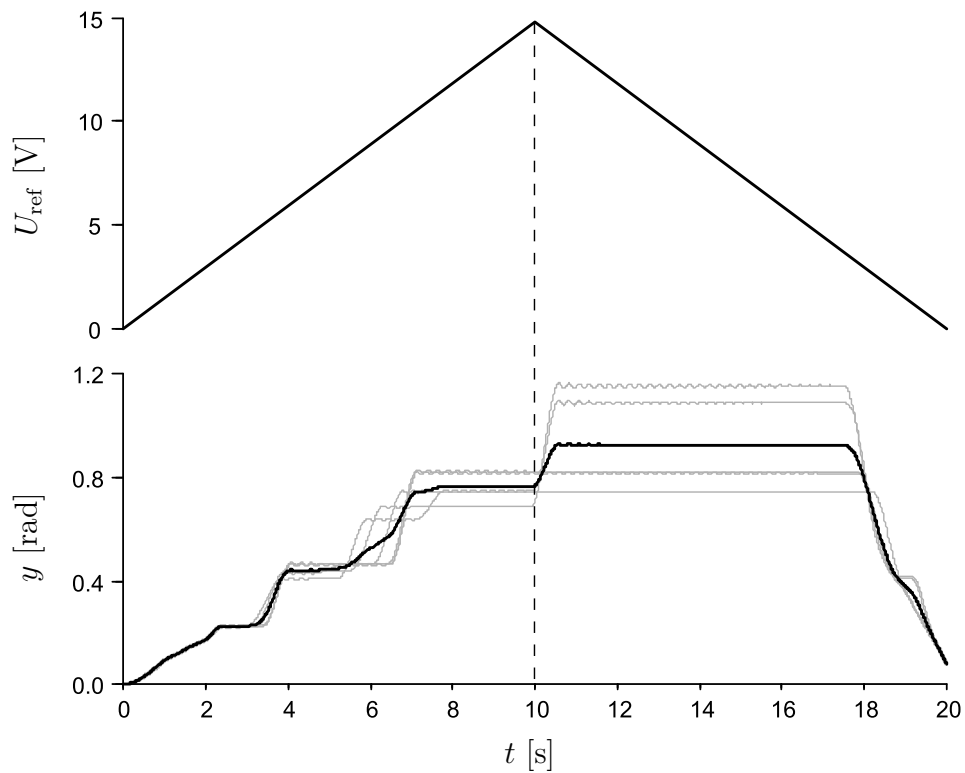


Abbildung 7.2.: Oben: Zeitlicher Verlauf der Referenzspannung U_{ref} . Unten: aus der Referenzspannung resultierende Einzeltrajektorien des Pendels (graue Linien) und gemittelter Trajektorienverlauf (schwarz). Die Strichlinie kennzeichnet den Umkehrpunkt der Referenzspannung.

den Fall geschieht dabei folgendes: Hebt die Antriebseinheit das Pendel langsam an, steigt die Drehmomentlast mit dem Sinus des Pendelwinkels². Nach dem Coulomb'schen Reibungsgesetz ist die durch den Reibungskoeffizienten μ beschriebene Reibung direkt proportional zur Last. Dies gilt sowohl für die Haftreibung μ_H als auch für die Gleitreibung μ_G [88] Kap. 8. Anfänglich ist die Drehmomentlast und damit die Getriebereibung gering. Durch die hohe Trägheit des Pendels bewegt es sich in diesem Bereich kontinuierlich weiter. Ab Überschreiten von ca. 20 % der maximalen Antriebsleistung kommt das Pendel zum Stillstand; die vorherrschende Reibung ist nun also Haftreibung. Da diese naturgemäß größer ist als die Gleitreibung, kann das Motormoment weiter ansteigen, ohne dass sich das Pendel weiterbewegt. Erst wenn das Motormoment die Haftreibung übersteigt, bewegt sich das Pendel weiter; die vorherrschende Reibung ist dann Gleitreibung. Die Reibungsverluste sinken somit durch den Wechsel zwischen beiden Reibungsarten. Infolgedessen erfährt das Pendel einen sprunghaften Anstieg des Antriebsmomentes und wird beschleunigt. Nach der Beschleunigung wird die Aufwärtsbewegung des Pendels durch dessen Trägheit unterstützt. Dabei übersteigt das Pendel die Position, die es im statischen Zustand bei gegebenem Antriebsmoment hätte – es überschwingt. Dabei wird das Pendel wieder abgebremst und würde den Antrieb nun eigentlich in die entgegengesetzte Richtung drehen. Das wird durch die zwischenzeitlich einsetzende Haftreibung blockiert. Dieser Prozess geschieht mit zunehmender Antriebsleistung fortfolgend. Durch die Annahme, dass Haft- und Gleitreibung direkt proportional zur Last sind, ist das Verhältnis der beiden Reibungsarten mit

$$\frac{\mu_H}{\mu_G} = \text{konstant.} \quad (7.1)$$

Vernachlässigt man dynamische Effekte, kann aus dem Vergleich von Anfang und Ende jedes Plateaus im Anstieg der Einzeltrajektorien auf die Differenz beider Reibungskoeffizienten geschlossen werden. Ausgehend vom Gleitreibungskoeffizienten μ_G ist demnach festzustellen, dass die Haftreibung in diesem Versuch 38,8 % höher als die Gleitreibung ist (Standardabweichung 12,8 %). Das bedeutet, dass das Antriebsmoment im Schnitt um 38,8 % gesteigert werden muss, um einen weiteren Anstieg des Pendels zu erzeugen, wenn dieses zum Stillstand gekommen ist. Dieser Wert ist im allgemeinen stark abhängig von der Art des Getriebes und der Höhe der Übersetzung, aber auch von zahlreichen weiteren Faktoren wie Schmierung, Betriebstemperatur und Verschleiß.

Das oberste Plateau kennzeichnet den maximalen Winkel, welchen das Pendel

²Das Lastmoment ergibt sich aus dem Produkt von Hebelarm und Gewichtskraft. Die Gewichtskraft ist konstant, der Hebelarm – hier der horizontale Abstand zwischen Massemittelpunkt und Pendelachse – veränderlich, und zwar in Abhängigkeit vom Pendelwinkel.

beim jeweiligen Versuchsdurchlauf erreicht hat. Dieser Bereich ist auf der Zeitachse nach hinten verschoben. Einzelne Sprünge finden sogar erst beim Überschreiten der Maximalspannung bei 10 Sekunden statt. Hier zeigt sich, dass das Pendel weiter angehoben wird, obwohl die Steuerspannung sinkt. Dies ist ebenso wie der sprunghafte Anstieg des Pendels auf den Übergang von Haft- zu Gleitreibung zurückzuführen. Zudem beträgt die Differenz zwischen den bei den einzelnen Versuchsdurchläufen vom Pendel erreichten maximalen Winkel bis zu 0,41 rad. Die geringe Welligkeit der Trajektorien beim Verharren auf den einzelnen Plateaus ist auf die Federwirkung der Messwelle zurückzuführen. Dieser Effekt ist zwar schwach, verstärkt sich jedoch mit Anstieg des Lastmomentes. Auf Basis dieses Nachschwingens konnte eine Eigenfrequenz³ des physikalischen Systems (Pendel, Messwelle und Getriebe) von 4,49 Hz festgestellt werden.

Bis zum Erreichen des Maximums der Referenzspannung U_{ref} befindet sich der gesamte Antrieb im Motorbetrieb, also im Quadranten I bzw. III der Vierquadrantenansicht (siehe Abschnitt 4.2). In diesem Betrieb wirkt das Motormoment in Richtung der Drehbewegung. Dabei wirkt das Reibmoment dem Motormoment entgegen, wodurch das Wirkmoment reduziert wird. Nimmt die Referenzspannung ab, sinkt auch das Motormoment, jedoch ohne seine Richtung zu ändern; das Pendel müsste sich nun absenken. Da sich die Antriebseinheit jedoch nun im Bremsbetrieb, also im Quadranten II bzw. IV der Vierquadrantenansicht befindet, addieren sich Motormoment und Reibmoment. Zudem befindet sich das Pendel in Ruhe; die vorherrschende Reibung ist Haftreibung, die höher ist als die Gleitreibung. Dadurch sinkt das Pendel erst nach Unterschreiten von 22,2 % der maximalen Referenzspannung ab. Geschieht dies, wechselt die Art der vorherrschenden Reibung wieder von Haft- zu Gleitreibung. Dabei fällt das Bremsmoment abrupt ab, wodurch sich das Pendel rasch absenkt. Bei der Abwärtsbewegung wird es einmal kurzzeitig gestoppt und verharret auf einem kleinen Plateau, bis es wieder nahezu die Ausgangsposition erreicht. Das kleine Plateau kommt durch die bremsende Wirkung der Aktoren zu Stande, die zu diesem Zeitpunkt immer noch ein Bremsmoment erzeugen.

Anhand dieses Versuchs mit konventioneller Steuerung der Aktoren ist gut zu erkennen, welchen erheblichen Einfluss Haft- und Gleitreibung auf das Antriebsverhalten haben. Deren Effekte werden durch das situationsabhängige Umschalten von Motor- (Quadrant I und III) zu Bremsbetrieb (Quadrant II und IV) weiter verstärkt. Es zeigt sich auch, dass lineare Regler bei derart langsamen Bewegungen nur in Bereichen von etwa 20 % der maximalen Antriebsleistung der Aktoren einsetzbar scheinen – abhängig von der Trägheit der Last. Um die Reibungseffekte zu kompensieren, könnten besonders reibungsarme Getriebe eingesetzt werden.

³Eigenfrequenz: die Frequenz, mit der ein System nach einmaliger Anregung ohne weitere Beeinflussung selbständig schwingt; bestimmende Faktoren sind bei diesem Versuchsaufbau hauptsächlich die Trägheit des Pendels und die Federwirkung der Messwelle

Es wäre auch möglich, die Taktrate verwendeter Positionsregler recht hoch, d. h. im kHz-Bereich anzusetzen, um z. B. den Integralteil eines PID-Reglers möglichst dynamisch zu gestalten. Dadurch könnte schneller auf bleibende reibungsbedingte Regelabweichungen reagiert werden, ohne dass der Regler in Eigenschwingung mit dem geregelten System gerät. Im folgenden Abschnitt wird eine weitere Möglichkeit zur Reduzierung unerwünschter Reibungseffekte gezeigt, ohne dass Änderungen am mechanischen Aufbau der Aktoren oder eine Steigerung der Taktrate der Steuerung notwendig werden.

7.3. Pulsmodulierte Steuerung

Der ruckweise An- und Abstieg des Pendels im vorherigen Versuch ist auf das wechselweise Einwirken von Haft- und Gleitreibung zurückzuführen. Die Asymmetrie zwischen An- und Abstieg des Pendels liegt in der unterschiedlichen Wirkungsweise der Betriebsarten Motor- und Bremsbetrieb begründet. Diese Effekte sollen nun durch Pulsmodulation der Referenzspannung kompensiert werden. Diese Art der Steuerung ist ein bekanntes Verfahren, um z. B. die beschriebenen Reibungseffekte bei geringen Winkelgeschwindigkeiten zu kompensieren. Die Pulsmodulation kann durch drei Methoden umgesetzt werden: erstens die Pulsweitenmodulation (PWM), zweitens die Pulshöhenmodulation (PHM) und drittens eine Mischung aus PWM und PHM. Die grundlegende Idee dieser Verfahren ist, zur Linearisierung des Antriebsverhaltens den Wechsel der Reibungsarten (Haft- und Gleitreibung) sowie der Betriebsarten (Motor- und Bremsbetrieb) kontrolliert und mit hoher Frequenz herbeizuführen. Dies soll letztendlich zu einer kontinuierlichen Bewegung führen. Im vorliegenden Fall würde der Einsatz einer PWM eine höhere Taktrate des AccelBoard3D erfordern, um die Antriebsleistung mit ausreichender Genauigkeit und mit ausreichend hoher Frequenz steuern zu können. Die Pulshöhe der Steuerspannung kann dagegen nativ mit einer Auflösung von 10 Bit vorgegeben werden. Daher basiert das hier vorgestellte Verfahren zur pulsmodulierten Steuerung auf der PHM und ist damit an die mit 100 Hz relativ geringe Taktrate des AccelBoard3D angepasst.

Zunächst soll die Funktionsweise der Pulsmodulation beschrieben werden. Deren Umsetzung geschieht in drei Schritten:

1. Erzeugen der Basisschwingung
2. Modulation der Schwingungsamplitude in Abhängigkeit der Referenzspannung
3. Zusammenführen von amplitudenmodulierter Basisschwingung und Referenzspannung

Als Basisschwingung dient die analytische Repräsentation der Dreiecksschwingung nach der Formel

$$F_{\Delta}(x) = \frac{2}{\pi} \sin^{-1}(\sin(x)). \quad (7.2)$$

Um die Dreiecksschwingung modifizieren zu können, wird $F_{\Delta}(x)$ in folgende Formel eingesetzt, um die gewünschte Basisschwingung zu erhalten:

$$U_B(t) = a_B F_{\Delta}(2\pi f_B t) \quad (7.3)$$

Hierbei ist a_B die Amplitude, f_B die Frequenz und t die Zeitvariable der Schwingung.

Um festzustellen, bei welcher Frequenz das Antriebsverhalten dem idealen am nächsten kommt, werden unterschiedliche Frequenzen der Basisschwingung getestet. Die Wahl der Frequenzen wird von der Taktrate des AccelBoard3D bestimmt. Dieses arbeitet bekanntlich mit 100 Hz. Folglich ist die höchste darstellbare Frequenz der Basisschwingung 50 Hz. Die im folgenden genutzten Basisfrequenzen sind 25 Hz, 12,5 Hz, 6,25 Hz und 3,125 Hz; die Frequenzreihe ergibt sich durch Halbierung des jeweils vorigen Wertes. Dies ist im Hinblick auf die Diskretisierung des Signals von Vorteil, da die erzeugbaren Frequenzen unterhalb von 50 Hz nicht beliebig sind. In Abbildung 7.3 sind die fünf Basisschwingungen (rot) und deren Diskretisierung (blau) zu sehen.

Bei 50 Hz degeneriert die Dreiecksschwingung zur Rechteckschwingung, bei abnehmender Frequenz ergeben sich dagegen immer mehr Stützpunkte in den Flanken der Dreiecksschwingung. Mit Abnahme der Basisfrequenz werden damit auch die Sprunghöhen der Steuerspannung bei jedem Taktzyklus reduziert.

Die Amplitude a_B der Basisschwingung wird in Abhängigkeit von der Referenzspannung moduliert. Dabei kann die Amplitude minimal 0 und maximal $U_{\max}/2$ sein. Zum besseren Verständnis wird die Abhängigkeit der Amplitude von der Referenzspannung U_{ref} in Abbildung 7.4 gezeigt. Die Referenzspannung wird durch die schwarze Linie dargestellt, der graue Bereich kennzeichnet die Einhüllende des Amplitudenverlaufes symmetrisch um die Referenzspannung. Bei einer Referenzspannung von $U_{\text{ref}} = 0,00 \text{ V}$ beträgt die Amplitude ebenfalls $0,00 \text{ V}$. Bis zu einer Spannung von $U_{\text{ref}} = U_{\max}/2$ steigt die Amplitude auf ihr Maximum von gleichfalls $U_{\max}/2$. Steigt die Referenzspannung weiter bis U_{\max} , sinkt die Amplitude wieder auf $0,00 \text{ V}$. Die Abhängigkeit des Amplitudenverlaufes von der Referenzspannung kann mit folgender Formel beschrieben werden:

$$a_B = \begin{cases} 2U_{\text{ref}} & \text{für } -U_{\max}/2 \leq U_{\text{ref}} \leq U_{\max}/2 \\ 2U_{\max} - 2U_{\text{ref}} & \text{für } U_{\text{ref}} < -U_{\max}/2 \text{ und } U_{\text{ref}} > U_{\max}/2 \end{cases} \quad (7.4)$$

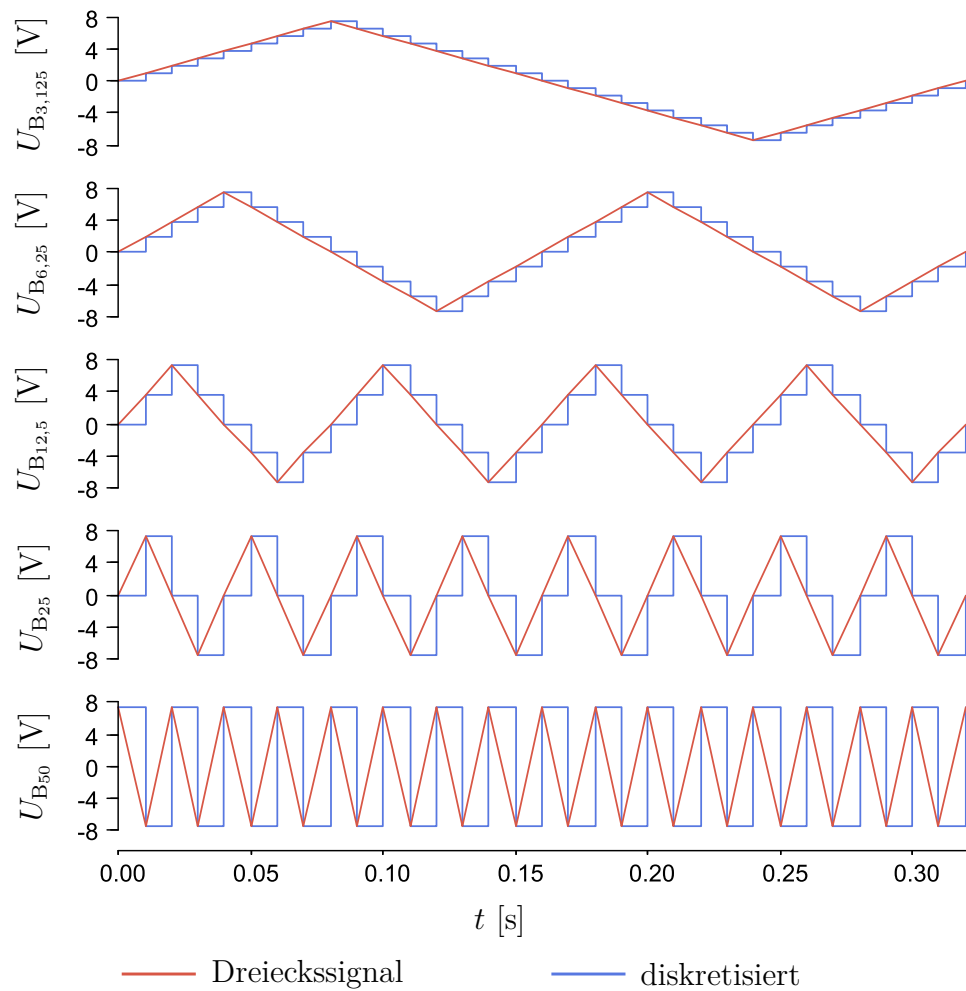


Abbildung 7.3.: Fünf unterschiedliche Dreiecksschwingungen mit den Frequenzen 3,125 Hz, 6,25 Hz, 12,5 Hz, 25 Hz und 50 Hz (von oben nach unten). Die roten Kurven zeigen die idealen Signalverläufe. Die blauen Kurven stellen die durch die Diskretisierung mit 100 Hz erhaltenen realen Signalverläufe dar.

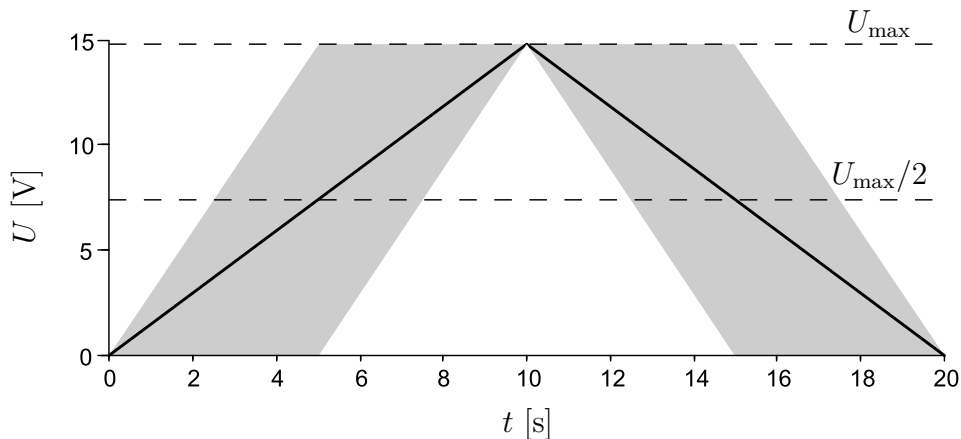


Abbildung 7.4.: Einhüllende (grau) der aufmodulierten Schwingung in Abhängigkeit vom Referenzsignal (schwarze Linie). Die Strichlinien geben die volle und halbe Maximalspannung U_{\max} (14,8 V) an.

Zuletzt wird die amplitudenmodulierte Basisschwingung aus Gleichung 7.3 nach der Formel

$$U_1(t) = U_2(t) = U_{\text{ref}}(t) + U_B(t) \quad (7.5)$$

zur Referenzspannung addiert und als einheitliches Signal an beide Aktoren geleitet, d. h. beide Aktoren erhalten das gleiche Signal. Letztendlich ergibt sich durch die Modulation der Referenzspannung der in Abbildung 7.4 grau dargestellte Arbeitsbereich der aufmodulierten Schwingung.

Nun kann das Antriebsverhalten in Abhängigkeit von der pulsmodulierten Referenzspannung untersucht werden. Dies geschieht einzeln für jede der fünf Frequenzen der Basisschwingung. Zu jeder Frequenz werden wieder fünf Versuchsdurchläufe durchgeführt, um Streuungen zwischen den Ergebnissen aufzuzeigen und statistische Aussagen treffen zu können. Abbildung 7.5 zeigt die erhaltenen Trajektorien zusammen mit den Trajektorien aus der vorherigen Referenzmessung (Abbildung 7.5 links oben). Die Trajektorien der einzelnen Durchläufe sind als graue Linien dargestellt, die gemittelten Verläufe mit PMS als rote Linien und die mit der Referenzsteuerung als schwarze Linie.

Allgemein ist festzustellen, dass die mit PMS erhaltenen Trajektorien keine Stufenbildung im An- und Abstieg des Pendels wie bei der Referenzsteuerung aufweisen. Desweiteren zeigen alle Trajektorien ein ausgeprägtes oberes Plateau. Bei 3,125 Hz Basisfrequenz zeigt sich deutlich der Einfluss des Steuersignals auf die Pendelbewegung als eine auf den An- und Abstieg aufgelagerte Schwingung. Bei

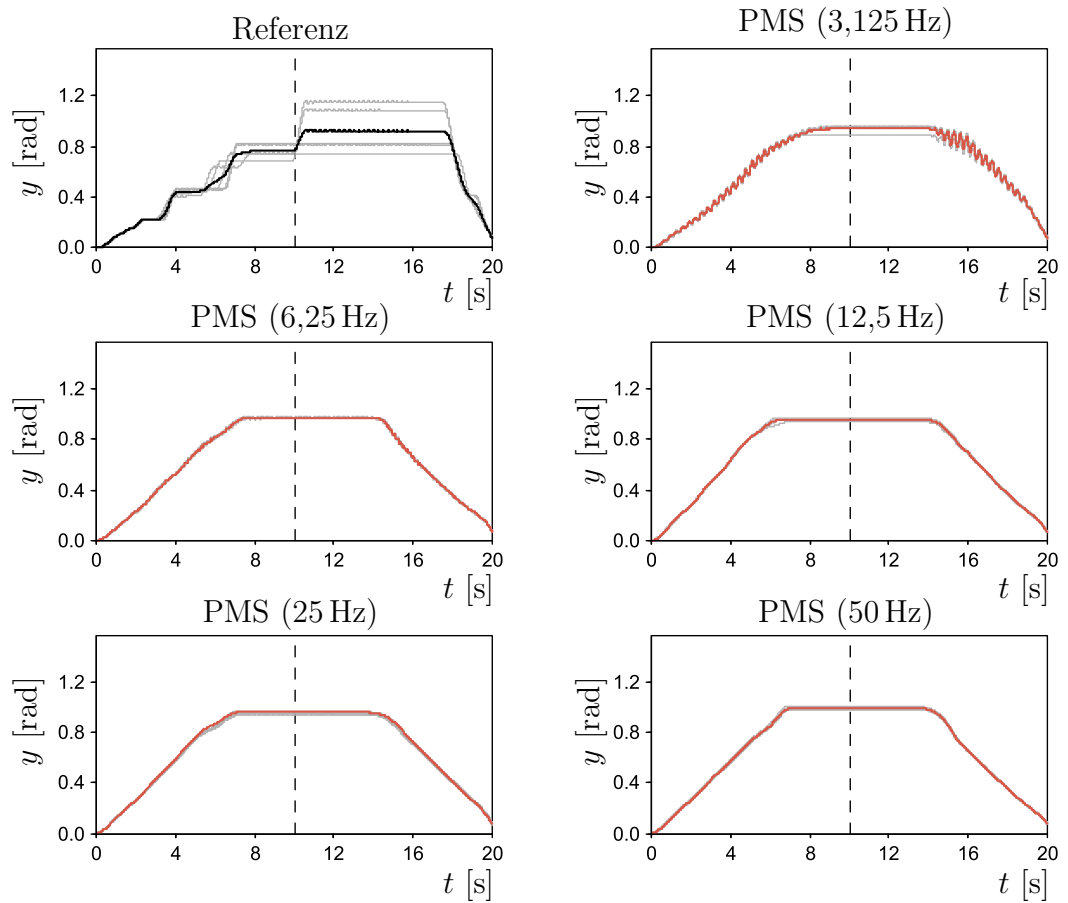


Abbildung 7.5.: Trajektorien des Pendels mit der Referenzsteuerung sowie mit PMS bei fünf unterschiedlichen Frequenzen der Basisschwingung (3,125 Hz bis 50 Hz). Die Einzeltrajektorien sind grau dargestellt, die für die jeweilige Frequenz gemittelten Trajektorien rot; die schwarze Linie zeigt die gemittelte Trajektorie für die Referenzsteuerung.

den höheren Basisfrequenzen ist diese nicht mehr zu erkennen, was auf die hohe Trägheit des Pendels zurückzuführen ist; diese wirkt wie ein Tiefpassfilter und unterdrückt die aufgelagerte Schwingung. Die Filterstärke ist dabei von der Trägheit abhängig: Je höher die Basisfrequenz desto geringer ist die zur Unterdrückung aufgelagerter Schwingungen notwendige Trägheit.

Bei der Auswertung der Diagramme zur PMS zeigt sich, dass die Streuung zwischen den Einzeltrajektorien deutlich geringer ist als bei der Referenzsteuerung; bei den vier Basisfrequenzen von 6,25 Hz bis 50 Hz liegen sie kaum noch auseinander. Das trifft auch auf die für diese Frequenzen gemittelten Trajektorien zu, was zunächst auf einen geringen Einfluss der Basisfrequenz auf das Antriebsverhalten schließen lässt.

Im folgenden wird eine modifizierte PMS vorgestellt und ebenfalls experimentell untersucht. Mit dieser Steuerung soll das ruckweise, gepulste Antreiben des Pendels kompensiert werden. Um die Unterschiede zwischen den Steuerungsmethoden bei unterschiedlichen Basisfrequenzen zu untersuchen, werden anschließend umfassende Analysen anhand von sechs Gütekriterien durchgeführt.

7.4. Phasenverschobene pulsmodulierte Steuerung

Bei der Modifikation der zuvor beschriebenen PMS werden beide Aktoren unterschiedlich angesteuert, so dass sie abwechselnd Drehmomentimpulse auf die Antriebswelle übertragen. Für diese Steuerungsmethode wird wieder die zuvor beschriebene Pulsmodulation der Referenzspannung eingesetzt. Der Unterschied zu vorher besteht darin, dass die Steuersignale nicht gleichphasig für beide Aktoren sind, sondern um 180° phasenverschoben. Die einzelnen Basisschwingungen können somit durch die erweiterten Schwingungsgleichungen

$$U_{B_1}(t) = a_B f_\Delta (2 \pi f_B t + \varphi_1) \quad (7.6)$$

$$U_{B_2}(t) = a_B f_\Delta (2 \pi f_B t + \varphi_2) \quad (7.7)$$

beschrieben werden. Die neu eingeführten Größen φ_1 und φ_2 geben die jeweilige Phasenverschiebung an. Zur Verschiebung der Phase um die halbe Periodendauer wird

$$\varphi_1 = 0 \quad (7.8)$$

$$\varphi_2 = \pi \quad (7.9)$$

gesetzt.

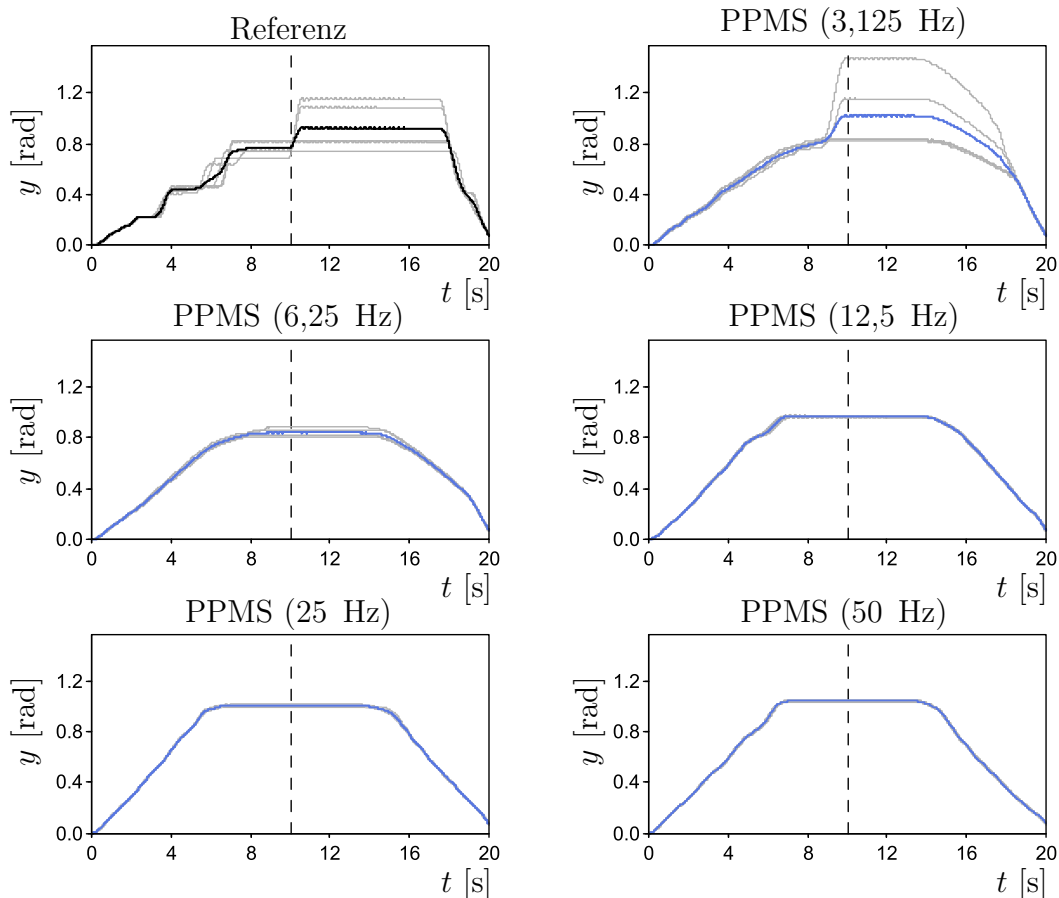


Abbildung 7.6.: Trajektorien des Pendels mit der Referenzsteuerung sowie mit PPMS bei fünf unterschiedlichen Frequenzen der Basisschwingung (3,125 Hz bis 50 Hz). Die Einzeltrajektorien sind grau dargestellt, die für die jeweilige Frequenz gemittelten Trajektorien blau; die schwarze Linie zeigt die gemittelte Trajektorie für die Referenzsteuerung.

Um die vektorielle Steuergröße zu erzeugen, werden abschließend die beiden phasenverschobenen amplitudenmodulierten Schwingungen zur Referenzspannung wie folgt addiert:

$$\mathbf{U}(t) = \begin{pmatrix} U_{\text{ref}}(t) + U_{B_1}(t) \\ U_{\text{ref}}(t) + U_{B_2}(t) \end{pmatrix} \quad (7.10)$$

Mit dieser Steuerungsmethode werden wieder fünf Versuchsdurchläufe für jede Basisfrequenz durchgeführt. Die resultierenden Trajektorien sind in Abbildung 7.6 dargestellt, zum direkten Vergleich mit der Ausgangssituation auch hier wieder zusammen mit den Ergebnissen der Referenzsteuerung.

Bei der niedrigsten Basisfrequenz von 3,125 Hz wird das Pendel bis kurz vor Erreichen der Maximalspannung nahezu kontinuierlich angehoben, danach sind

die Ergebnisse stark gestreut. In drei Fällen bewegt sich das Pendel nicht weiter nach oben, in zwei Fällen steigt es ruckartig an. Dies lässt darauf schließen, dass sich das Antriebsmoment kurz vor oder knapp über dem kritischen Motormoment befindet, bei dem die Haftreibung wieder überwunden wird. Die Plateaus aller fünf Trajektorien bei 3,125 Hz sind nahezu gleich lang. Der Übergang in den Abstieg erfolgt allmählich über einen abgerundeten Verlauf. Insgesamt sind die Plateaus aller fünf Durchläufe zeitlich deutlich nach hinten verschoben, was den Einfluss der beiden Betriebsmodi (Motor- und Bremsbetrieb) deutlich macht.

Bei einer Basisfrequenz von 6,25 Hz sind keine Sprünge in den einzelnen Trajektorien festzustellen. Auch die Streuung ist erheblich geringer. Das Plateau ist zeitlich immer noch leicht nach hinten verschoben, und die Übergänge vor und nach dem Plateau sind nach wie vor abgerundet.

Bei den drei höheren Basisfrequenzen (12,5 Hz, 25 Hz und 50 Hz) sind die Einzeltrajektorien (graue Linien) nahezu identisch, außerdem verlaufen An- und Abstiege der Trajektorien näherungsweise geradlinig. Darüber hinaus weisen die gemittelten Trajektorien nun nur geringfügige Differenzen untereinander auf.

Zur genaueren Analyse des Verhaltens aller drei Steuerungsmethoden (Referenzsteuerung, PMS und PPMS) werden die gemessenen Daten nachfolgend anhand von sechs Gütekriterien ausgewertet und verglichen.

7.5. Auswertung und Vergleich

Die augenscheinliche Betrachtung der Trajektorien gibt nur begrenzt Aufschluss über die Eigenschaften der einzelnen Steuerungsmethoden, bei denen die PMS und die PPMS zudem ein frequenzabhängiges Verhalten aufweisen. Neben der Qualität der reinen Bewegung, dargestellt durch die Trajektorie des Pendels, sind noch weitere Qualitätsmerkmale wichtig, um die Eignung der jeweiligen Steuerungsmethode für den Einsatz in mobilen Robotern zu beurteilen. Zu diesen Qualitätsmerkmalen gehört das Drehmomentverhalten, die Leistungsaufnahme und die Geräuschentwicklung der Aktoren. Um eine möglichst umfassende Bewertung zu erstellen, werden die sechs Gütekriterien Symmetrie, Linearität, Maximalmoment, Laufruhe, Energieeffizienz und geringe Geräuschentwicklung eingeführt. Diese Kriterien werden auf die Messungen von Trajektorie, Drehmoment, Energieverbrauch und Geräuschpegel angewandt.

Trajektorie

Als erstes Gütekriterium soll die Symmetrie der Trajektorie betrachtet werden. Mit der Symmetrie wird bewertet, inwieweit die Antriebsverhalten bei Anstieg (Motorbetrieb) und Abstieg (Bremsbetrieb) identisch sind, und damit jede Position gleich gut durch Absenken oder Anheben angefahren werden kann. Der Gütewert

für die Symmetrie der Trajektorie wird wie folgt ermittelt: Zuerst wird die zweite Hälfte der Trajektorie um die Mittelachse (bei 10 Sekunden) auf die erste Hälfte gespiegelt. Die entsprechenden Diagramme werden in Abbildung 7.7 gezeigt; die Laufrichtungen der Trajektorie, d. h. An- und Abstieg, werden durch Pfeile markiert. Es ist gut zu erkennen, inwieweit sich An- und Abstieg decken und die Trajektorie somit eine Symmetrie aufweist. Zur besseren Übersicht sind nur die gemittelten Trajektorien dargestellt, Gegenstand der nachfolgenden Auswertung sind jedoch die tatsächlich gemessenen Einzeltrajektorien.

Die Abweichung der Symmetrie wird als Summe der einzelnen Fehlerquadrate berechnet. Als Fehler werden die vertikalen Abstände zwischen An- und Abstieg zu jedem Zeitschritt ermittelt. Die entsprechende Formel für das Fehlerquadrat lautet:

$$E_S(y) = \sum_{t=0}^{T/4} (y(t) - y(T/2 - t))^2 \quad (7.11)$$

Die resultierenden Fehlerquadrate zur Symmetrieabweichung sind in Abbildung 7.8 links dargestellt. Auf der Abszisse ist die Frequenz f_B der Basisschwingung abgetragen, auf der Ordinate das Fehlerquadrat E_S der Symmetrieabweichung. Die schwarzen Punkte zeigen die resultierenden Mittelwerte mit PMS und PPMS. Zur besseren Übersicht sind die Mittelwerte mit durchgehenden Linien verbunden – rot für PMS und blau für PPMS. Die Strichlinien verbinden die jeweiligen Standardabweichungen. Da die Referenzmessung frequenzunabhängig ist, verlaufen die Linien für Mittelwert und Standardabweichungen horizontal (im Diagramm schwarz).

Da die Symmetrieabweichung möglichst gering sein sollte, stellt ein kleinerer Wert von E_S ein besseres Ergebnis dar. Die Ergebnisse können somit wie folgt interpretiert werden: Wie schon bei der vorherigen Betrachtung zu sehen war, weisen die mit der Referenzsteuerung sowie die mit PPMS bei einer Basisfrequenz von 3,125 Hz erzielten Trajektorien deutliche Varianzen auf. Dies zeigt sich hier in einer erheblich gesteigerten Standardabweichung des Fehlerwertes. Bei Betrachtung der Mittelwerte resultiert das schlechteste Ergebnis aus der Referenzsteuerung, und zwar 216,50 (Standardabweichung 121,60). Wegen der hohen Standardabweichung kann dieses Ergebnis im Vergleich zur PPMS bei 3,125 Hz Basisfrequenz jedoch

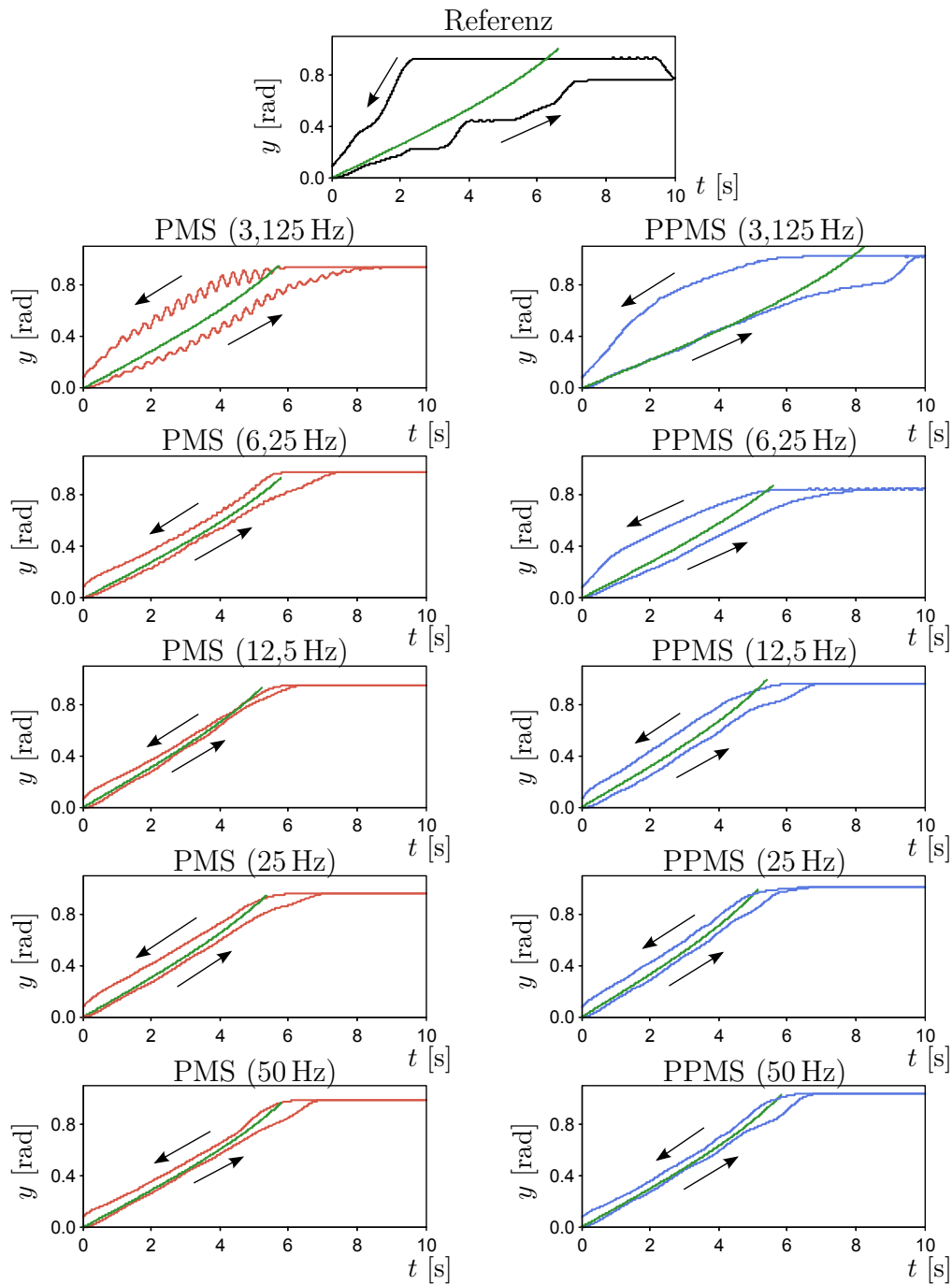


Abbildung 7.7.: Symmetrie- und Linearitätsvergleich gemittelter Trajektorien. Die einzelnen Graphen zeigen An- und Abstieg gemittelter Trajektorien mit unterschiedlicher Steuerung (Referenz, PMS und PPMS). Die Laufrichtung der Trajektorien ist durch Pfeile gekennzeichnet. Alle grünen Kurven stellen den idealen, reibungsfreien Verlauf der jeweiligen Trajektorie dar; sie sind angeglichenen Verläufe und werden auf Basis der Abschnitte der realen Trajektorien ermittelt, die in einem Winkel bis zu 90 % des Maximalwinkels verlaufen.

nicht als signifikant⁴ angesehen werden ($p \leq 5\%$).

Unter Berücksichtigung der logarithmischen Einteilung der Ordinate ist weiterhin erkennbar, dass mit PMS und PPMS die Fehler mit zunehmend höheren Basisfrequenzen rasch abnehmen. Mit PMS nehmen die Fehler jedoch bei den Basisfrequenzen 25 und 50 Hz noch einmal leicht zu. Das beste Ergebnis mit PMS ist 9,39 (Standardabweichung 0,71) bei einer Basisfrequenz von 12,5 Hz; das beste Ergebnis mit PPMS ist 14,47 (Standardabweichung 0,79) bei einer Basisfrequenz von 50 Hz. Wegen der geringen Standardabweichung können diese beiden Ergebnisse als signifikant betrachtet werden ($p \leq 5\%$). Das lässt die Schlussfolgerung zu, dass durch eine passende Wahl der Frequenzen bei PMS und PPMS eine deutliche Verbesserung des Symmetrieverhaltens erzielt wird.

Als nächstes soll die Linearität der Trajektorie beurteilt werden, d. h. wie weit sich der reale Drehmomentverlauf der Antriebseinheit dem idealen Verlauf nähert, der – da unbeeinflusst von Reibung – direkt proportional zum Steuersignal ist. Da das Pendel ein nichtlineares System darstellt, muss dazu zunächst der ideale Verlauf der Trajektorie y_i ermittelt werden. Werden Trägheitseffekte vernachlässigt, ergibt sich dieser aus folgenden Schritten: Ausgehend von einem quasistatischen Verhalten kann das Lastmoment des Pendels M_L mit dem des Antriebes M_A gleichgesetzt werden:

$$M_L = M_A \quad (7.12)$$

Das vom Pendel ausgehende Drehmoment ergibt sich wie bekannt aus

$$M_L = m_P g l_P \sin(y_i), \quad (7.13)$$

mit der Pendelmasse m_P , der Erdbeschleunigung g , der Pendelarmlänge l_P und der Pendelauslenkung y_i . Das Antriebsmoment wird aus Motorstrom I_M und Drehmomentkonstante K_M wie folgt berechnet:

$$M_{ab} = 2 I_M K_M \quad (7.14)$$

⁴Der Begriff bezieht sich hier und im Folgenden auf die *statistische Signifikanz*: Liegen zwei Mittelwerte von zwei Messreihen eng beieinander, wird die Aussagekraft der Differenz durch die Signifikanz angegeben. Darin werden nicht nur der Mittelwert, sondern alle Einzelergebnisse der Messreihe einbezogen. Die Signifikanz ist ein Indikator dafür, wie stark die Messergebnisse streuen. Bei starker Streuung ist der Unterschied der Mittelwerte weniger signifikant, bei geringer Streuung verhält es sich umgekehrt. $p \leq 5\%$ sagt aus, dass die Abweichung zwischen den betrachteten Ergebnissen mit 95 %-iger Wahrscheinlichkeit signifikant sind. Die Ermittlung der Signifikanz als Indikator der Zuverlässigkeit der Mittelwerte beruht auf dem Student T-Test. Siehe hierzu die Arbeiten von Rasch et. al. [91] und die Anwendung in Scilab nach Urroz [115]

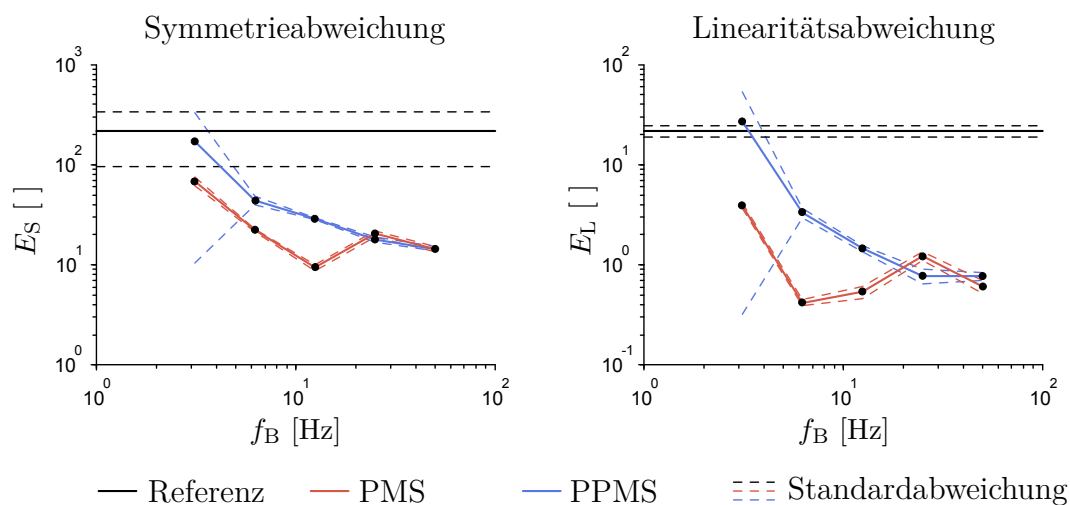


Abbildung 7.8.: Fehlerquadrate E_S der Symmetrie- (links) und E_L der Linearitätsabweichung (rechts) in Abhängigkeit von der Basisfrequenz. Die Messwerte basieren auf den mit drei unterschiedlichen Steuerungsarten (Referenz, PMS und PPMS) erzielten Trajektorien. Zur besseren Übersichtlichkeit sind die Messpunkte der Steuerungsarten PMS und PPMS durch Linien verbunden. Durchgehende Linien verbinden die Mittelwerte, Strichlinien die Standardabweichungen. Mittelwert und Standardabweichungen der Referenzmessung sind durch horizontale Linien dargestellt, da sie frequenzunabhängig sind.

Da zwei Aktoren eingesetzt werden, wird auch mit dem Zweifachen des Motorstroms gerechnet. Ist der Wicklungswiderstand des Motors R_A bekannt, kann nach dem Ohm'schen Gesetz auch geschrieben werden

$$M_{\text{ab}} = \frac{2(U_{\text{ref}} - U_{\text{BEMF}})}{R_M} K_M, \quad (7.15)$$

wodurch das Motormoment in Abhängigkeit von der Motorspannung U_{ref} dargestellt wird. Zusammen mit der Ermittlung des Pendelmomentes M_L in die Formel 7.12 eingesetzt, erhält man

$$m_P g l_P \sin(y_i) = \frac{2(U_{\text{ref}} - U_{\text{BEMF}})}{R_M} K_M. \quad (7.16)$$

Nach Umstellen ergibt sich die Formel für den idealen Pendelwinkel nach der Formel:

$$y_i = \arcsin\left(\frac{2(U_{\text{ref}} - U_{\text{BEMF}}) K_M}{R_M m_P g l_P}\right) \quad (7.17)$$

Pendelmasse m_P , Pendelarmlänge l_P , Erdbeschleunigung g und Referenzspannung U_{ref} sind dabei exakt bekannte Größen. Die Drehmomentkonstante K_M ist dagegen stark vom Wirkungsgrad des Getriebes abhängig, d. h. von dessen Reibungsverlusten. Da genau dieser Effekt durch die hier vorgestellten Steuerungsmethoden beeinflusst wird, ist die Drehmomentkonstante direkt aus den Messwerten abzuleiten. Dazu wird der Mittelwert aus dem Verlauf des Anstiegs und Abstiegs herangezogen, der durch die Formel

$$\bar{y}_r(t) = \frac{y(t) + y(T/2 - t)}{2} \quad \text{für} \quad (t = 0, \dots, T/4) \quad (7.18)$$

angegeben werden kann. Die Drehmomentkonstante K_M kann nun durch die Methode der kleinsten Fehlerquadrate auf Basis der Formel für den idealen Verlauf 7.17 ermittelt werden. Dabei gilt es, folgenden Term zu minimieren:

$$\min_{K_M} \sum_{t=0}^{T_{10\%}} (\bar{y}_r(t) - y_i(t)) \quad (7.19)$$

Für die Minimierung des Fehlers und der dadurch ermittelten Drehmomentkonstante K_M wird nur der Teil der gemittelten Trajektorie \bar{y}_r verwendet, der 10% unter dem Maximalwert des erreichten Winkels liegt. Der entsprechende Zeitpunkt

wird mit $T_{10\%}$ angegeben. Durch dieses Vorgehen wird eine Verzerrung der Ergebnisse vermieden, die sich infolge des Plateaus in der Trajektorie und des leicht abgerundeten Übergangs dorthin ergeben würde.

Nun können basierend auf den Einzeltrajektorien die idealen Verläufe angegeben werden. Diese sind in den Einzeldiagrammen von Abbildung 7.7 als grüne Linien dargestellt. Sie verlaufen nur bis zu dem Zeitpunkt, an dem der gemittelte reale Verlauf \bar{y}_r 10 % unterhalb des Maximalwinkels liegt.

Für diese Bereiche jeder Messung kann nun die Linearitätsabweichung des realen gemittelten Verlaufes \bar{y}_r zum idealen Verlauf y_i bestimmt werden. Dies geschieht wieder durch die Summe der Fehlerquadrate und wird durch die Formel

$$E_L = \sum_{t=0}^{T_{10\%}} \left(\bar{y}_r(t) - y_i(t) \right)^2 \quad (7.20)$$

angegeben. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.8 rechts dargestellt. Das Diagramm ist in gleicher Weise wie das zuvor beschriebene linke Diagramm aufgebaut.

Prinzipiell sind die Ergebnisse ähnlich denen aus der Symmetrieanalyse. Hier sticht die Streuung des Ergebnisses für die PPMS bei 3,125 Hz jedoch deutlicher hervor. Diese zeigte mit 26,90 (Standardabweichung 26,58) das schlechteste Ergebnis. Im Vergleich zum Ergebnis der Referenzmessung mit 21,79 (Standardabweichung 2,83) ist dieses jedoch nicht signifikant ($p \leq 5\%$).

Das beste Ergebnis mit 0,42 (Standardabweichung 0,03) wird auch hier mit PMS erzielt, jedoch bei einer Basisfrequenz von 6,25 Hz. Das beste Ergebnis mit PPMS ist 0,77 (Standardabweichung 0,06) bei einer Basisfrequenz von 50 Hz. Der Vergleich der beiden Bestwerte für PMS und PPMS kann wieder als signifikant angesehen werden ($p \leq 5\%$). Auch die Analyse der Linearität als Gütekriterium zeigt, dass mit PMS und PPMS bei geeigneter Basisfrequenz ein erheblich besseres Ergebnis erzielt wird als mit der Referenzsteuerung. Zudem unterscheiden sich die Bestwerte für PMS und PPMS nur geringfügig voneinander.

Drehmomentverhalten

Als nächstes wird das Drehmomentverhalten des Antriebs für jede der drei Steuerungsarten analysiert. Das Drehmoment wird mit dem Drehmomentsensor zwischen Antriebseinheit und Pendel gemessen. Die Beurteilung der Güte geschieht anhand der zwei Kriterien konstantes Maximalmoment und geringe Vibrationen.

Zuerst wird das konstante Maximalmoment für jede Steuerung ermittelt. Dazu wird der Drehmomentverlauf in dem Punkt der Trajektorie gemittelt, in dem sich das Pendel in maximaler Auslenkung befindet. Die Mittelung des Signales ist nötig, da durch das dynamische Verhalten des Pendels kurzzeitig hohe Drehmomente erzielt werden, die nicht über längere Zeit gehalten werden können.

Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.9 links dargestellt. Der Aufbau des Diagramms ist ähnlich denen für Symmetrie- und Linearitätsabweichung (Abbildung 7.8), unterscheidet sich jedoch von diesen in der linearen – statt logarithmischen – Einteilung der Ordinate. Auf dieser ist hier auch kein Fehlerquadrat, sondern das konstante Maximalmoment in Nm abgetragen. Höhere Werte kennzeichnen daher hier ein besseres Ergebnis.

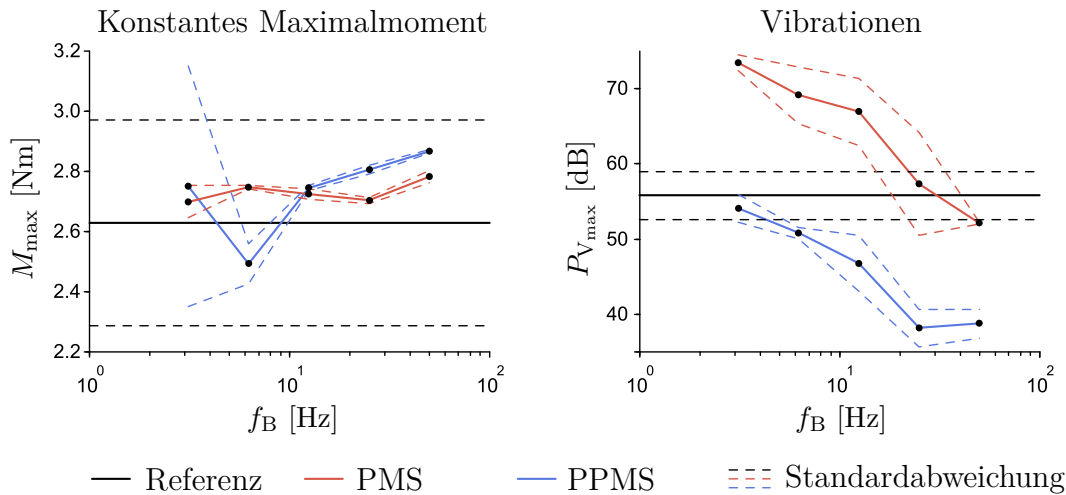


Abbildung 7.9.: Konstantes Maximalmoment M_{\max} (links) und Maximalpegel $P_{V_{\max}}$ der Vibrationen der Messwelle (rechts). Die Messwerte basieren auf den mit drei unterschiedlichen Steuerungsarten (Referenz, PMS und PPMS) erhaltenen Trajektorien. Zur besseren Übersichtlichkeit sind die Messpunkte bei PMS und PPMS durch Linien verbunden. Durchgehende Linien verbinden die Mittelwerte, Strichlinien die Standardabweichungen. Mittelwert und Standardabweichungen der Referenzmessung sind durch horizontale Linien dargestellt, da sie frequenzunabhängig sind.

Auch hier sind die Varianzen der Ergebnisse der Referenzmessung und der mit PPMS bei 3,125 Hz Basisfrequenz sehr groß, weshalb wieder keine signifikante Aussage aufgrund dieser beiden Werte getroffen werden kann ($p \leq 5\%$). Das höchste Drehmoment wird mit PPMS bei 50 Hz Basisfrequenz erzielt, und zwar 2,87 Nm (Standardverteilung 0,01 Nm). Das höchste Drehmoment mit PMS wird ebenfalls bei 50 Hz Basisfrequenz erzielt, jedoch beträgt es hier nur 2,78 Nm (Standardabweichung 0,02 Nm). Bei beiden Werten für das Maximalmoment handelt es sich um signifikante Ergebnisse ($p \leq 5\%$). Zwischen dem höchsten Wert (PPMS, 50 Hz) und dem Wert der Referenzmessung stellt sich infolge der hohen Standardabweichung ein signifikanter Unterschied jedoch erst bei $p \leq 10\%$ ein.

Abgesehen von den Varianzen der Mittelwerte ist das bessere Ergebnis mit PPMS gegenüber dem mit PMS auf die phasenverschobene Ansteuerung zurückzuführen. Erhalten beide Aktoren gleichzeitig einen hohen Steuerimpuls, wie es bei der PMS der Fall ist, so ist für die Zeit des Impulses die Stromaufnahme sehr

hoch. Durch den endlichen Widerstand der Kabel und Stecker der Energieversorgung sinkt dabei die Betriebsspannung stärker ab. Das verringert den maximalen Motorstrom und somit auch das Motormoment. Sind die Steuerimpulse jedoch phasenverschoben, ist die maximale Stromaufnahme deutlich geringer, und die Betriebsspannung bricht weniger stark ein; das Motormoment ist effektiv höher. Zwar ist die Leistungsaufnahme während des Maximums der Referenzspannung bei PMS und PPMS gleich, die Unterschiede im Anstieg reichen jedoch aus, um das Pendel mit erhöhtem Drehmoment zu führen und so ein höheres Maximum zu erreichen – mehr dazu bei Analyse der Leistungsaufnahme.

Weiterhin ist auffällig, dass bei der PMS mit 6,25 Hz Basisfrequenz das Maximalmoment deutlich einbricht. Dies kann darauf zurückgeführt werden, dass die Basisfrequenz nur geringfügig über der Eigenfrequenz des Systems liegt, was zu einem Absinken des Pendels nach jedem Drehmomentimpuls führt. Mit PPMS werden dagegen durch die Phasenverschiebung des Steuersignals die Antriebsleistungen beider Aktoren zu unterschiedlichen Zeitpunkten gesenkt. So kann immer ein Aktor das Pendel auf der aktuellen Höhe halten, ohne dass es zum Absinken des Pendels zwischen den Drehmomentimpulsen kommt.

Im Folgenden werden die steuerungsbedingten Vibrationen im Antriebsstrang untersucht. Diese entstehen zum einen durch Schwingungen infolge der Reibungseffekte im Getriebe, zum anderen durch Vibrationen des Pendels infolge des gepulsten Steuersignals. In Abbildung 7.10 wird ein exemplarischer Verlauf des Drehmoments zu jeder Steuerungsart abgebildet. Links wird der Verlauf bei der Referenzsteuerung gezeigt. Die Vibrationen sind hier auf die Schwingungen infolge der wechselnden Reibungsverhältnisse in den Getrieben zurückzuführen. Im Fall der PMS ist lediglich die Vibration in der Mitte beim Verharren auf dem Plateau auf diesen Effekt zurückzuführen, die Ausschläge bei An- und Abstieg dagegen auf das gepulste Steuersignal. Bei gleicher Basisfrequenz sind die Vibrationen mit PPMS deutlich geringer. Die Vibration im Bereich des Plateaus ist sogar schwächer als bei der Referenzsteuerung und nimmt erst wieder beim Absenken des Pendels zu.

Um ein Gütekriterium für die Bewertung der Vibrationen einzuführen, wird das Drehmomentsignal einer schnellen Fourier-Transformation (FFT⁵) unterzogen. Mit Hilfe der FFT wird das Frequenzspektrum des jeweiligen Drehmomentsignals ermittelt. Die ermittelten Frequenzspektren sind in Abbildung 7.11 dargestellt. Das obere Spektrum resultiert aus dem Versuch mit der Referenzsteuerung, die Spektren darunter zeigen die Resultate bei PMS und PPMS mit den verschiedenen Basisfrequenzen. Durch die gepulste Ansteuerung werden insbesondere Vibrationen mit der Frequenz der jeweiligen Basisschwingung angeregt; diese ist in den

⁵engl. *Fast Fourier Transformation*

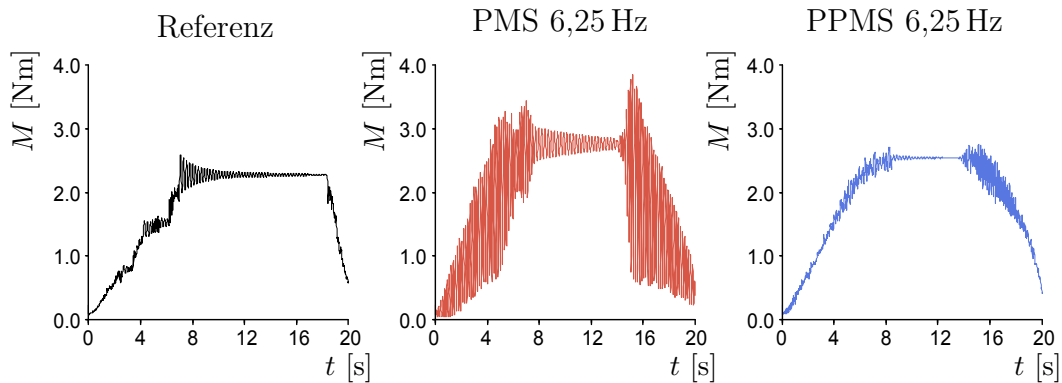


Abbildung 7.10.: Exemplarische Drehmomentverläufe aus den Versuchen mit drei Steuerungsarten: Referenz (links), PMS 6,25 Hz (Mitte) und PPMS 6,25 Hz (rechts).

Diagrammen mit Punktlinien zusätzlich markiert.

Als Indikator für die Vibrationsneigung wird der maximale Pegel $P_{V_{\max}}$ der Vibration in Dezibel aus der FFT zu jedem Versuchsdurchlauf ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.9 rechts dargestellt. Ein hoher Wert kennzeichnet eine starke Vibration, ein niedriger Wert eine geringe Vibration und folglich ein besseres Ergebnis.

Im Fall der Referenzsteuerung liegt der Maximalpegel bei einer Frequenz von 4,13 Hz. Diese ist nahezu gleich der Eigenfrequenz des physikalischen Systems, für die ein Wert von 4,49 Hz ermittelt wurde (siehe Abschnitt 7.2). Wie zu erwarten liegt der Maximalpegel mit PMS immer bei der jeweiligen Frequenz der Basis-schwingung, ohne dass Abweichungen festzustellen sind. Mit PPMS ist dies nicht der Fall – hier variieren die Frequenzen, bei denen Maximalpegel gemessen werden.

Das deutlich schlechteste Ergebnis – 73,47 dB (Standardabweichung 1,01 dB) – wird mit PMS bei 3,125 Hz Basisfrequenz erzielt; die Basisfrequenz liegt dabei nahe an der Resonanzfrequenz des Pendels. Erst mit PMS bei 50 Hz Basisfrequenz unterschreitet der Mittelwert der Vibration – 52,12 dB, Standardabweichung 0,13 dB – den Maximalpegel der Referenzsteuerung – 55,84 dB, Standardabweichung 3,18 dB. Das beste Ergebnis mit 38,27 dB und einer Standardabweichung von 2,49 dB wird mit PPMS bei 25 Hz Basisfrequenz erzielt. Durch die phasenverschobene Ansteuerung (PPMS) beider Aktoren kann also die Vibrationsneigung im Vergleich zur Referenzsteuerung bei jeder genutzten Frequenz der Basisschwingung reduziert werden. Die Ergebnisse mit PMS waren hingegen deutlich schlechter. Die ermittelte Güte für das beste Ergebnis ist hierbei klar signifikant ($p \leq 5\%$).

Leistungsaufnahme

Als nächstes Gütekriterium wird die Leistungsaufnahme bei den unterschiedlichen Steuerungsarten bewertet. Zur Ermittlung der Leistungsaufnahme wird auf die mit

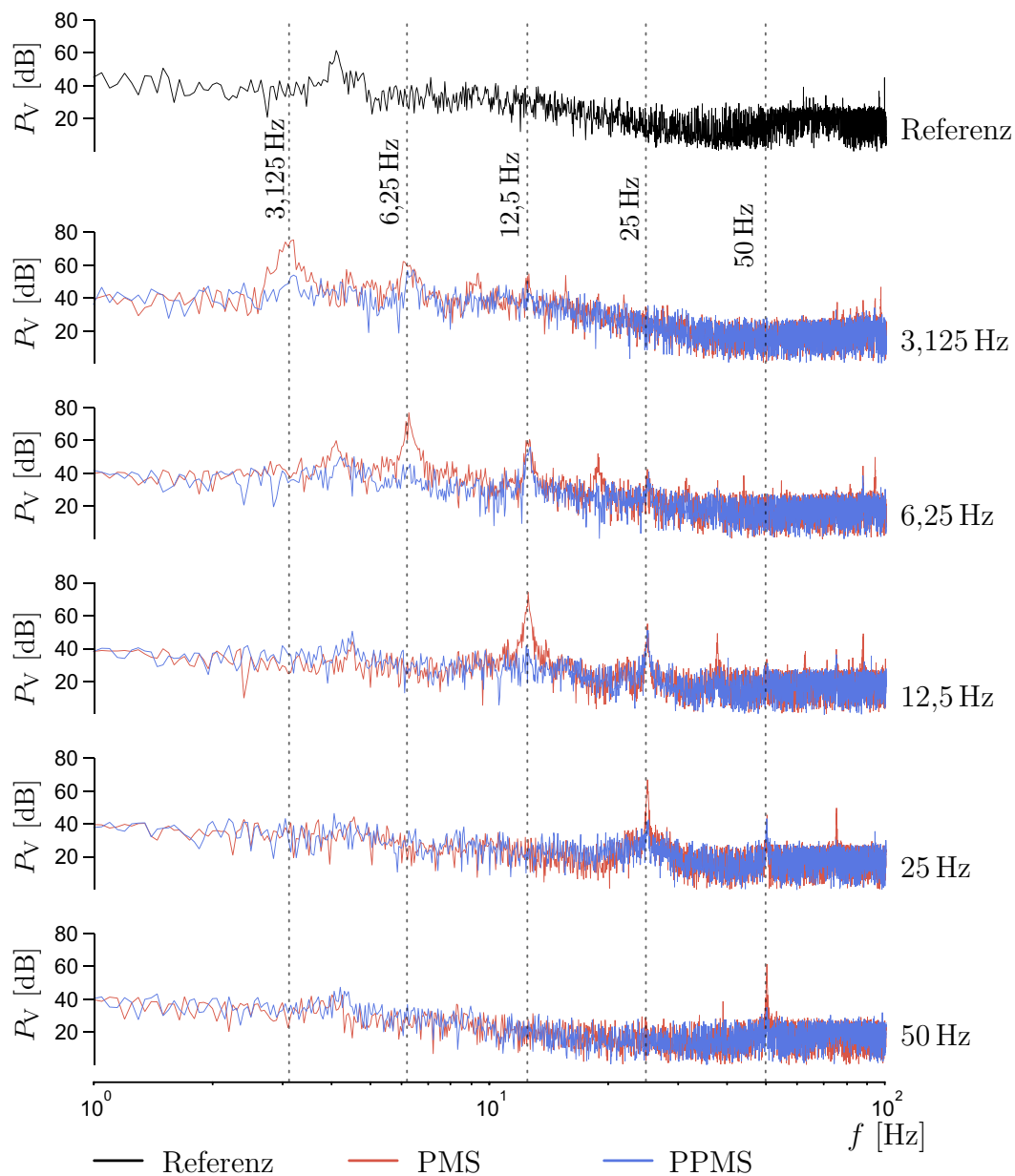


Abbildung 7.11.: Frequenzspektren der Drehmomentverläufe. Oben: bei Referenzsteuerung, darunter: bei PMS und PPMS mit fünf verschiedenen Basisfrequenzen (3,125 Hz, 6,25 Hz, 12,5 Hz, 25 Hz und 50 Hz). Die Punktlinien markieren die Frequenzen in den Spektren, die mit den Basisfrequenzen korrespondieren.

Hilfe des Oszilloskops ermittelten Messwerte Spannung und Strom zurückgegriffen. In Abbildung 7.12 sind exemplarische Verläufe der Leistungsaufnahme für die unterschiedlichen Steuerungsarten dargestellt. Referenzsteuerung und PPMS erzeugen ähnliche Verläufe. Nur in der Mitte des An- und Abstiegs sind mit PPMS gegenüber der Referenzsteuerung geringfügig stärkere Schwankungen zu sehen. Diese resultieren aus der Phasenverschiebung der Steuersignale U_1 und U_2 . Mit PMS unterliegt die Leistungsaufnahme hingegen erheblichen Schwankungen. Diese sind genauso groß wie die der Referenzspannung U_{ref} aufmodulierte Amplitude. Die resultierenden Schwankungen der Leistungsaufnahme wurden bereits bei der Betrachtung des konstanten Maximalmoments angesprochen. Dort zeigte sich eine Reduktion des maximalen Drehmoments infolge der starken Schwankungen in der Stromaufnahme mit PMS.

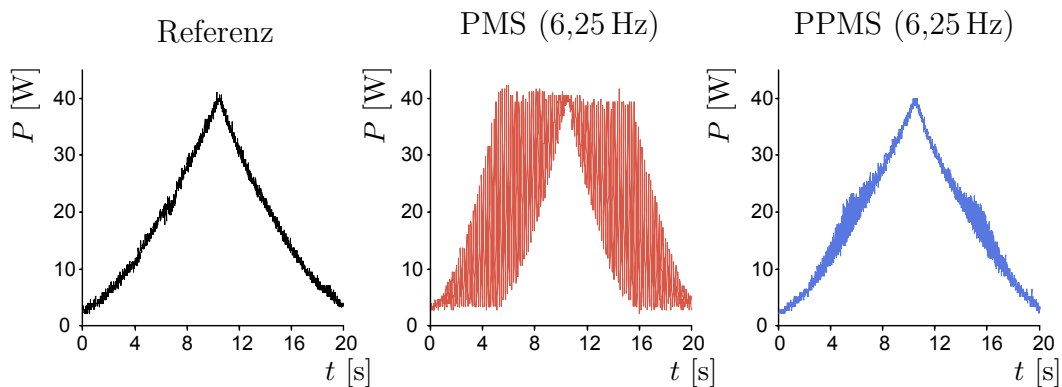


Abbildung 7.12.: Exemplarische Verläufe der Leistungsaufnahme aus den Versuchen mit den drei Steuerungsarten Referenz (links), PMS 6,25 Hz (Mitte) und PPMS 6,25 Hz (rechts).

Bezogen auf den Energieverbrauch ist vorerst kein direkter Nachteil von den Schwankungen im Stromfluss zu erwarten, sofern die aufgenommene Leistung die Belastbarkeit der Steuerelektronik nicht übersteigt. Entscheidend für die Güte der jeweiligen Steuerung ist vielmehr der gesamte Energieverbrauch der Aktoren je Versuchsdurchlauf, dargestellt durch das Zeitintegral

$$E_A = \int_0^{T/2} U(t) I(t) dt \quad (7.21)$$

des Produktes aus Betriebsspannung $U(t)$ und Stromfluss $I(t)$.

Die auf diese Weise für jede Steuerungsart ermittelte Energieaufnahme ist in Abbildung 7.13 dargestellt. Auf der Ordinate ist der resultierende Energieverbrauch E_A in Joule abgetragen. Ein geringerer Energieverbrauch stellt ein besseres Ergebnis dar. Das deutlich beste und auch signifikante Ergebnis von nur 355,42 J

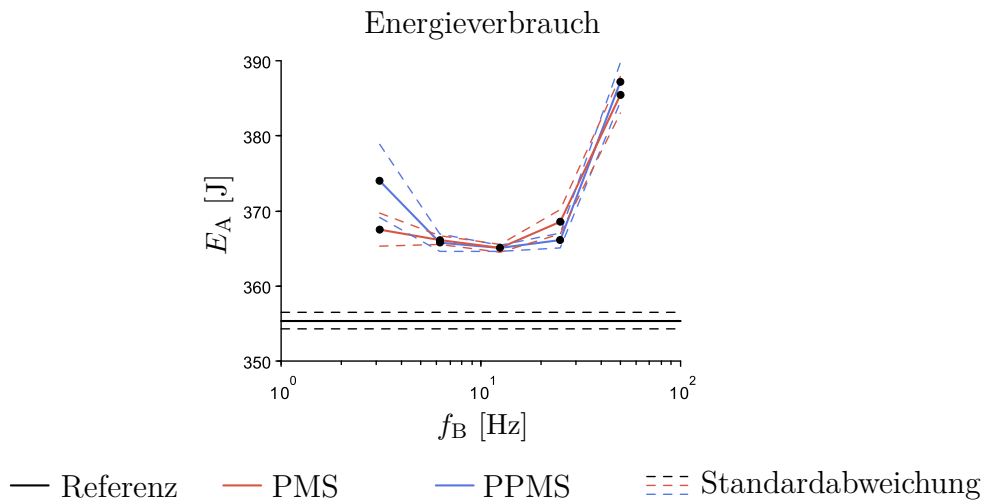


Abbildung 7.13.: Energieverbrauch E_A bei unterschiedlichen Steuerungsarten Referenz, PMS und PPMS in Abhängigkeit von der Basisfrequenz. Zur besseren Übersichtlichkeit sind die Messpunkte für PMS und PPMS durch Linien verbunden. Durchgehende Linien verbinden die Mittelwerte, Strichlinien die Standardabweichungen. Mittelwert und Standardabweichungen der Referenzmessung sind durch horizontale Linien dargestellt, da sie frequenzunabhängig sind.

(Standardabweichung 1,14 J) wird mit der Referenzsteuerung erreicht. Der höchste Verbrauch von 387,15 J (Standardabweichung 2,59 J) wird mit PPMS bei 50 Hz Basisfrequenz erreicht. Dieser Wert ist jedoch nur geringfügig höher als der mit 385,45 J (Standardabweichung 2,48 J) höchste Verbrauch mit PMS bei 50 Hz Basisfrequenz. Die Differenz zwischen beiden Maximalwerten ist somit nicht signifikant ($p \leq 5\%$). Allgemein liegen die Wertepaare der Energieaufnahme bei PMS und PPMS dicht zusammen. Wegen der unterschiedlichen Standardabweichung sind daher nur die Mittelwerte bei den Basisfrequenzen 3,125 Hz und 25 Hz als signifikant anzusehen ($p \leq 5\%$).

Der im Allgemeinen höhere Energieverbrauch bei PMS und PPMS gegenüber der Referenzsteuerung ist auf die häufige sprunghafte Änderung der Motorspannungen zurückzuführen. Insbesondere induktive Effekte können bei raschen Änderungen des Spannungspegels mit hoher Amplitude zu einem erhöhten Energieverbrauch führen. Demnach bietet nach diesem Kriterium die Referenzsteuerung die beste Güte. Jedoch ist der Unterschied zum nächstbesten, mit PMS bei 12,5 Hz Basisfrequenz gemessenen Wert von 365,03 J (Standardabweichung 0,50 J) gering und beträgt lediglich 2,63 % .

Geräusentwicklung

Abschließend soll die Geräusentwicklung als zusätzliches Kriterium zur Beurteilung der Steuerungsgüte herangezogen werden. Diese ist nicht nur wichtig im Hinblick auf eine möglichst geringe Geräuschbelastung der Umwelt, sondern auch um den Einfluss auf die auditiven Systeme im Roboter zu minimieren.

Zur Beurteilung der Geräusentwicklung wurden Audiosignale mit einer Abtastrate von 48 kHz (mono) mit einem Messmikrofon aufgenommen. Zur ersten Betrachtung sind in Abbildung 7.14 exemplarische Audiosignale zu jeder Steuerungsart und in Abhängigkeit der Basisfrequenz dargestellt. Hier zeigt sich bereits, dass im mittleren Bereich des An- und Abstiegs bei PMS im Vergleich zu PPMS mit den Basisfrequenzen 6,25, 12,5 und 25 Hz deutlich höhere Geräuschpegel erzeugt werden. Mit 25 Hz ist der Unterschied zwischen PMS und PPMS am auffälligsten. Die Geräuschpegel zu Beginn und Ende sowie in der Mitte (bei maximaler Ansteuerung) sind relativ niedrig und nahezu gleich hoch. Die Ursache der erhöhten Geräusentwicklung bei PMS und PPMS ist auf die stoßartige Belastung der Getriebekomponenten zurückzuführen. Dies wird bei den Versuchen deutlich hörbar; bei 25 Hz wird der Geräuschpegel offenbar durch Resonanzen des Getriebes zusätzlich verstärkt. Da bei PMS die Aktoren synchron angesteuert werden, tritt der Resonanzeffekt dort im Vergleich zur PPMS deutlicher hervor.

Zur Ermittlung der Güte der Steuerungstechniken hinsichtlich der Geräusentwicklung wird mit Hilfe der Software *Audacity* eine Frequenzanalyse der Audioaufnahmen durchgeführt. Die ermittelten Frequenzspektren zeigen die frequenzabhängigen Pegelverläufe in dB an. Ebenso wie zur Beurteilung des Vibrationsverhaltens wird als Indikator der Maximalpegel aus den einzelnen Spektren ermittelt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 7.15 dargestellt. Auf der Ordinate ist der Geräuschpegel in Dezibel abgetragen. Ein niedrigerer Wert kennzeichnet eine geringere Geräusentwicklung und damit ein besseres Ergebnis.

Als Erstes kann festgestellt werden, dass die Messung des Geräuschpegels $P_{G_{\max}}$ mit Referenzsteuerung zwar einen niedrigen Mittelwert von $-27,72$ dB ergibt, dieser jedoch mit der größten Standardabweichung von $3,49$ dB behaftet ist. Bezogen auf die Referenzsteuerung sind demnach nur die Ergebnisse für die PMS bei den Basisfrequenzen $12,5$ Hz und 25 Hz signifikant ($p \leq 5\%$), d. h. alle restlichen Ergebnisse können als gleich angesehen werden, da sie keinen signifikanten Unterschied aufweisen. Werden dagegen PMS und PPMS untereinander verglichen, weisen die Mittelwerte für alle Basisfrequenzen – außer die für $6,25$ Hz – eine deutliche Abweichung auf und können als signifikant betrachtet werden ($p \leq 5\%$).

Ungeachtet der Varianzen ergab sich mit PMS bei $3,125$ Hz Basisfrequenz sowohl der niedrigste Wert von $-30,34$ dB (Standardabweichung $1,34$ dB) als auch der höchste Wert von $-15,86$ dB (Standardabweichung $0,20$ dB) mit 25 Hz. Auch der zweithöchste Mittelwert – mit PMS bei $12,5$ Hz Basisfrequenz – von $-19,98$ dB

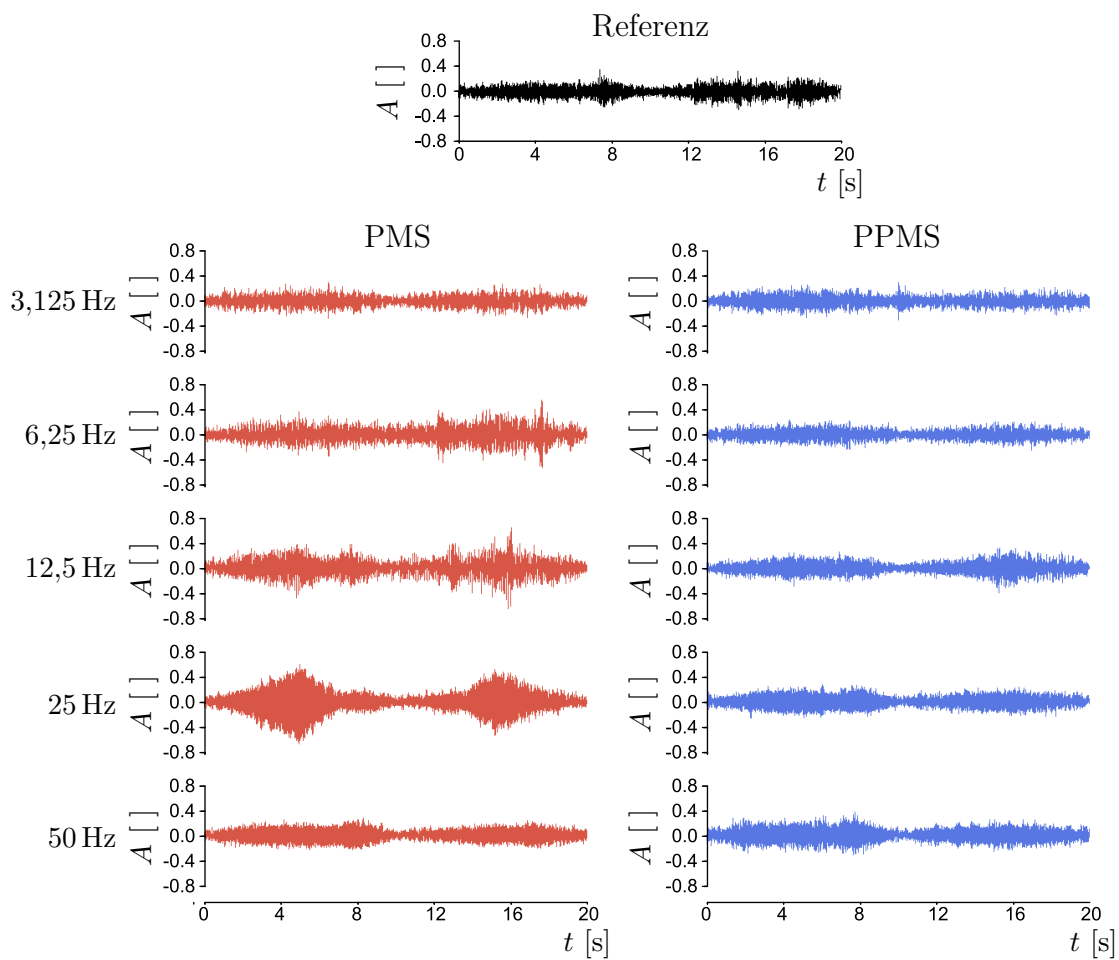


Abbildung 7.14.: Geräuschpegelaufnahmen der Pendelbewegung. Die Wellenform des Audiosignals zeigt den Geräuschpegel A bei Referenzsteuerung (oben), PMS (links) und PPMS (rechts). Die Pegel bei PMS und PPMS sind für jeweils fünf Basisfrequenzen (3,125 Hz, 6,25 Hz, 12,5 Hz, 25 Hz und 50 Hz) dargestellt.

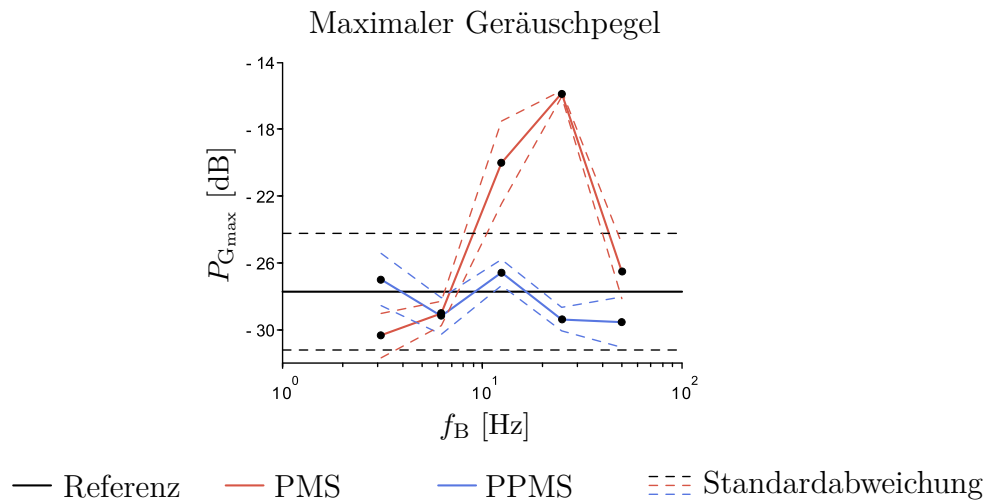


Abbildung 7.15.: Maximaler Geräuschpegel $P_{G_{\max}}$ bei den unterschiedlichen Steuerungsarten Referenz, PMS und PPMS in Abhängigkeit von der Basisfrequenz. Zur besseren Übersichtlichkeit sind die Messpunkte der Steuerungsarten PMS und PPMS durch Linien verbunden. Durchgehende Linien verbinden die Mittelwerte und Strichlinien die Standardabweichungen. Mittelwert und Standardabweichungen der Referenzmessung sind durch horizontale Linien dargestellt, da sie frequenzunabhängig sind.

(Standardabweichung 2,49 dB) ist deutlich höher als die übrigen Werte. Demnach arbeitet der Antrieb mit PMS bei den Basisfrequenzen 12,5 Hz und 25 Hz mit Abstand am lautesten.

7.6. Zusammenfassung

In diesem Kapitel wurden die getriebebedingten Reibungseffekte von zwei parallel gekoppelten Aktoren anhand einer Referenzsteuerung demonstriert und analysiert. Zur Kompensation der ermittelten Haft- und Gleitreibungseffekte und den Unterschieden im Wirkmoment in den zwei Betriebsmodi (Motor- und Bremsbetrieb) wurden zwei weitere Steuerungsarten vorgestellt: pulsmodulierte Steuerung (PMS) und phasenverschobene pulsmodulierte Steuerung (PPMS). Die Funktionsweise der PMS ist vom bereits bekannten *Chopping* abgeleitet. Diese Steuerungsart ist sowohl für Antriebe mit nur einem Aktor als auch für Antriebe mit mehreren parallel gekoppelten Aktoren geeignet. Die PPMS ist ihrerseits von der PMS abgeleitet und nutzt die Steuerungsmöglichkeiten gekoppelter Aktoren, kann also nur für multiaktuierte Antriebe mit mindestens zwei parallel gekoppelten Aktoren angewendet werden. Damit die Versuchsergebnisse untereinander vergleichbar sind, werden hier stets zwei gekoppelte Aktoren als Antriebseinheit verwendet.

Nach Vorstellung des Experimentalaufbaus und des Versuchsablaufs wurden die ermittelten Trajektorien der Versuchslast (Pendel) diskutiert, die sich aus den einzelnen Versuchen mit den Steuerungsarten Referenzsteuerung, PMS und PPMS ergeben. Die reine Betrachtung der Trajektorien zeigt bereits bestimmte Eigenschaften und mit diesen verbundene Vorteile der PMS und PPMS gegenüber der Referenzsteuerung auf. Für eine umfassende Beurteilung der Steuergüte wurden anschließend sechs Kriterien eingeführt, die sich insbesondere nach den Erfordernissen in mobilen Robotern richten. Anhand dieser wurden die Eigenschaften der Referenzsteuerung, der PMS und der PPMS genau analysiert und verglichen.

Zusammenfassend sollen nun die erhaltenen Ergebnisse anhand der eingeführten Gütekriterien bewertet werden. Zur Veranschaulichung werden die Ergebnisse nach einer Farbskala normiert. In Abbildung 7.16 sind die normierten Ergebnisse zusammen mit der Farbskala (rechts) dargestellt. Die Normierung wird wie folgt umgesetzt: Zuerst wird die Interpretation hoher und niedriger Werte gleichgesetzt; die Interpretation zu jedem Gütekriterium wird zur besseren Übersicht an dieser Stelle noch einmal wiederholt:

	niedriger Wert	hoher Wert
Symmetrie:	gut	schlecht
Linearität:	gut	schlecht
Maximalmoment:	schlecht	gut
Vibrationen:	gut	schlecht
Energieverbrauch:	gut	schlecht
Geräusentwicklung:	gut	schlecht

Anschließend wird der jeweils beste und schlechteste Mittelwert nach einem bestimmten Gütekriterium mit der Unter- und Obergrenze der Farbskala gleichgesetzt; die Zwischenwerte werden linear interpoliert. Ein weißes Dreieck markiert das beste Ergebnis nach dem jeweiligen Gütekriterium in der Auswertungsmatrix (Abbildung 7.16).

Betrachtet man die Ergebnisse für jedes einzelne Gütekriterium relativ zueinander, fällt auf, dass die prozentuale Differenz zwischen bestem und schlechtestem Wert für jedes Gütekriterium unterschiedlich groß ist (siehe Abbildung 7.16 unten). Zudem zeigen die Versuche, dass nicht jedes Gütekriterium gleich wichtig für die Beurteilung der Steuerungsart im Hinblick auf den Nutzen für den späteren

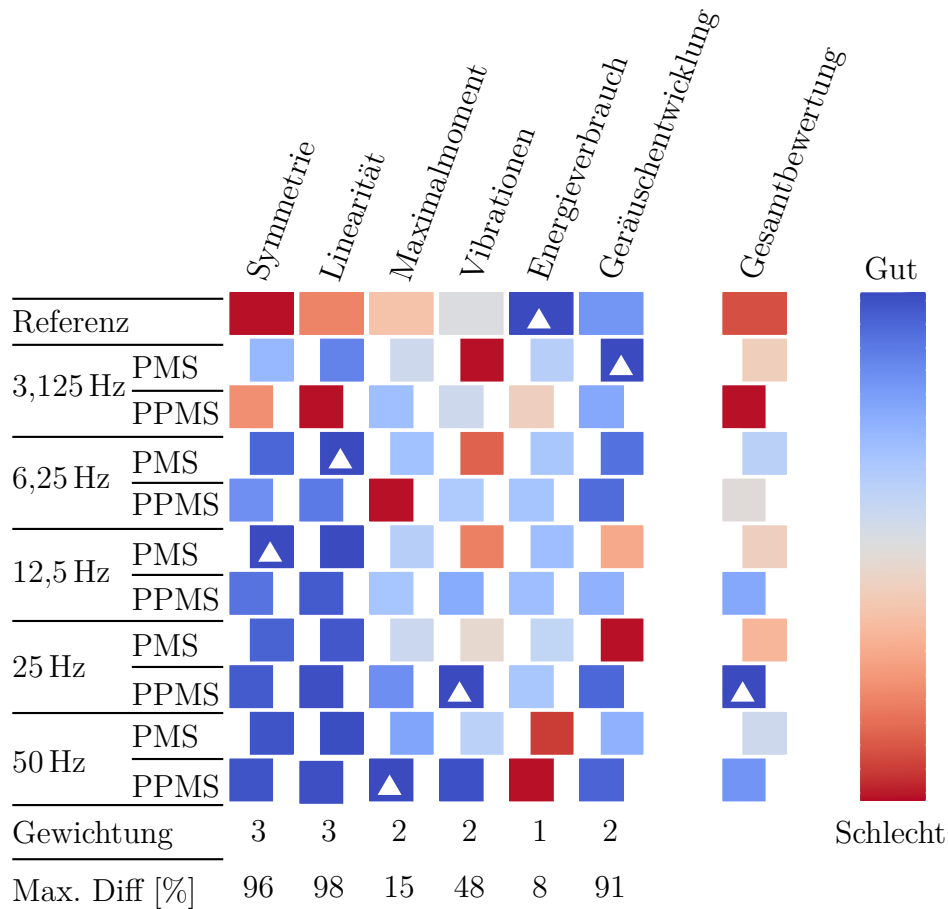


Abbildung 7.16.: Farbkodierte Bewertungsmatrix der Steuerungsarten Referenz, PMS und PPMS anhand sechs verschiedener Gütekriterien: Symmetrie, Linearität, Maximalmoment, Laufruhe, Energieverbrauch und Geräusentwicklung (Spalte 1 bis 6). Spalte 7 zeigt den Durchschnittswert für alle Gütekriterien und damit die Gesamtbewertung der jeweiligen Steuerungsart. Die Gewichtung gibt an, wie stark der Einfluss des jeweiligen Gütekriteriums auf die Gesamtbewertung ist (3: stark, 2: mittel und 1: niedrig). Zur besseren Differenzierung sind die resultierenden Durchschnittswerte auf Minimal- und Maximalwert der Farbkodierung gespreizt. Weiße Dreiecke markieren das beste Ergebnis für ein Gütekriterium. Rechts ist die Farbkodierung klassifiziert.

Einsatz in mobilen Robotern ist. Um dahingehende Erfahrungen und Beurteilungen in die Gesamtbewertung einzubeziehen, wird jedes Gütekriterium in 3 Stufen gewichtet (siehe Abbildung 7.16 zweite Zeile von unten). 3 steht hierbei für eine hohe, 1 für eine geringere Bedeutung. Die Gesamtbewertung in der rechten Spalte zeigt die Durchschnittswerte nach allen Gütekriterien unter Berücksichtigung der Gewichtung.

Bemerkenswerterweise sind die Bestwerte der einzelnen Gütekriterien ungleichmäßig verteilt, so dass in keiner Zeile – d.h. bei keiner Steuerungsart – mehr als ein Bestwert zu sehen ist. Dasselbe trifft auf die schlechtesten Werte zu. Das beste Gesamtergebnis zeigt die PPMS bei 25 Hz Basisfrequenz. Diese Steuerung zeigt im Vibrationsverhalten den besten Einzelwert, und durchgehend gute Werte nach den übrigen fünf Gütekriterien. Das nächstbeste Ergebnis erzielt die PPMS bei Basisfrequenzen von 50 Hz (Platz 2) und 12,5 Hz (Platz 3). Das schlechteste Gesamtergebnis zeigte die PPMS bei einer Basisfrequenz von 3,125 Hz und das zweitschlechteste die Referenzsteuerung.

Abschließend kann festgestellt werden, dass die PPMS bei Basisfrequenzen von 12,5 Hz, 25 Hz und 50 Hz der PMS in der Gesamtbewertung überlegen ist. Hier zeigen sich wiederholt die Vorteile der parallelen Kopplung zweier Aktoren und der dadurch erweiterten Steuerungsmöglichkeiten. Die Verbesserung des gesamten Antriebsverhaltens ist im Vergleich zur Referenzsteuerung erheblich. Der einzige, allerdings geringe Nachteil gegenüber der Referenzsteuerung ist der um 3,00 % höhere Energieverbrauch.

Die Steuerung mit dem besten Gesamtergebnis ist die PPMS bei 25 Hz Basisfrequenz. Diese wird in den folgenden Kapiteln als Grundlage für weitere Optimierungen des Antriebsverhaltens herangezogen, und zur Evaluation auf einem mobilen Roboter genutzt.

Kapitel 8.

Hybride Steuerungsverfahren

In den drei vorangegangenen Kapiteln wurde untersucht, welche verbesserten Antriebseigenschaften durch antagonistische und pulsmodulierte Steuerung zweier starr parallel gekoppelter Aktoren erzeugt werden können. Die Analysen zeigten, inwieweit mit Hilfe der beiden entwickelten Steuerungsverfahren Dynamische Asymmetrische Anpassung der Vorspannung (DAAV) und Phasenverschobene PulsModulierte Steuerung (PPMS) das Regelverhalten verbessert und die Nichtlinearität im Umkehrpunkt der Bewegung sowie der negative Einfluss der Getriebereibung verringert oder sogar kompensiert werden kann.

Prinzipiell sind die Verfahren DAAV und PPMS nicht nur auf die Verwendung zweier Aktoren beschränkt, sondern können an eine beliebige Anzahl von parallel gekoppelten Aktoren angepasst werden. Zudem beziehen sich die vorteilhaften Eigenschaften beider Verfahren nur auf bestimmte Zustände eines zu steuernden Gelenks. Daher erfordert ihr Einsatz eine Steuerungsstruktur, die das jeweilige Steuerungsverfahren situationsbezogen aktiviert. Gegenstand dieses Kapitels ist die genannte Anpassung und Zusammenführung beider Steuerungsverfahren in einer hybriden¹ Steuerung. Darüber hinaus wird analysiert, inwieweit die mit der Referenzsteuerung auftretenden getriebebedingten Reibungseffekte zur Leistungseinsparung beim Halten statischer Positionen genutzt werden können. Die erarbeiteten Erkenntnisse fließen ebenfalls in die Entwicklung der hybriden Steuerung ein.

Gerade bei einer größeren Anzahl parallel gekoppelter Aktoren ergeben sich neben den hier vorgestellten Verfahren zahlreiche Möglichkeiten zur Entwicklung weiterer spezialisierter Steuerungsverfahren. Beispielsweise stellt ein Antrieb mit mehreren Aktoren ein redundantes System dar, in dem bei Ausfällen je nach Kopplung der Aktoren und Art des Ausfalls die Funktion des Antriebs trotzdem aufrecht erhalten werden kann. Die Arbeiten von Steffen, Dixon und Davis [31, 33, 101, 102] zeigen ausführlich, wie mit Hilfe hochredundanter Systeme die Ausfallsicherheit

¹Die Steuerung wird als hybrid bezeichnet, da sie zwei unterschiedliche Steuerungsmethoden zur Modifikation der Stellgröße beinhaltet. Die beiden Steuerungsmethoden sind die DAAV und die PPMS. Bei der DAAV wird die Stellgröße durch eine veränderliche Vorspannung modifiziert. Im Fall der PPMS wird die Stellgröße pulsmoduliert.

von Antrieben gezielt gesteigert werden kann. Darüber hinaus ermöglichen gekoppelte Aktoren eine differenzierte Leistungsverteilung, z. B. um die Temperaturen der Aktoren untereinander auszugleichen oder um einzelne Aktoren kurzzeitig mit hoher Last zu betreiben – wie prinzipiell bei Anwendung der PPMS. Die Entwicklung und Analyse solcher weiterführenden Verfahren sind jedoch derart umfangreich, dass sie den Rahmen dieser Arbeit sprengen. Daher bezieht sich die am Ende dieses Kapitels vorgestellte hybride Steuerung in erster Linie auf die beiden Steuerungsverfahren DAAV und PPMS.

Dementsprechend ist das Kapitel wie folgt aufgebaut: Zu Beginn wird erläutert, wie die DAAV zur Steuerung einer beliebigen Anzahl N von Aktoren angepasst werden kann, wobei unterschieden wird, ob N gerade oder ungerade ist. Anschließend wird die Anpassung der PPMS für den Einsatz von N Aktoren beschrieben, wobei auch dort zwischen gerader und ungerader Zahl der Aktoren unterschieden wird. Nachfolgend wird beschrieben, inwieweit die Antriebsleistung beim Halten statischer Positionen reduziert werden kann. Danach wird die zur kombinierten Nutzung der vorgestellten Steuerungsverfahren entwickelte hybride Steuerung vorgestellt. Abschließend wird das Verhalten der hybriden Steuerung an einem ersten Beispiel demonstriert und eine Zusammenfassung des Kapitels gegeben.

8.1. Modifikation der dynamischen asymmetrischen Anpassung der Vorspannung zur Anwendung bei einer beliebigen Anzahl von Aktoren

Die Funktion des Steuerungsverfahrens DAAV basiert auf der antagonistischen Kopplung mindestens zweier Aktoren, um die Nichtlinearitäten im Bereich des Umkehrpunktes zu kompensieren. Soll das Verfahren auf eine beliebige Anzahl N von Aktoren angepasst werden, hängt die Art der Anpassung davon ab, ob N gerade oder ungerade ist. Die Anpassung der DAAV wird im Folgenden für beide Fälle beschrieben.

Gerade Anzahl von Aktoren

Die Anpassung der DAAV auf eine gerade Anzahl von Aktoren ist recht einfach umzusetzen: Die Aktoren werden hälftig auf zwei Gruppen G_1 und G_2 aufgeteilt. Die Art der Aufteilung kann dabei nach unterschiedlichen Aspekten geschehen, wie z. B. nach der Anordnung der Aktoren im Gelenk oder der Reihenfolge der Kopplung.

Die beiden Gruppen G_1 und G_2 können nun – auf die gleiche Art wie in Abschnitt

6.5 beschrieben – wie einzelne Aktoren angesteuert werden, d. h. alle Aktoren der Gruppe G_1 werden mit U_1 nach der Gleichung 6.7 angesteuert, Gruppe G_2 mit U_2 nach der Gleichung 6.8.

Ungerade Anzahl von Aktoren

Bei einer ungeraden Anzahl zu steuernder Aktoren wird ein Aktor ausgeschlossen und mit den übrigen wieder zwei gleich große Gruppen G_1 und G_2 gebildet. Beide Gruppen haben wieder eine Vorzugsrichtung, in der sie entsprechend der dynamisch angepassten Vorspannung arbeiten. Der verbliebene einzelne Aktor wird hingegen nicht durch die dynamische Vorspannung gesteuert, sondern direkt durch die Referenzspannung U_{ref} . Somit ist

$$U_N = U_{\text{ref}}. \quad (8.1)$$

Dadurch weist der einzelne Aktor die gleiche Nichtlinearität auf, die bereits in Abbildung 6.3 gezeigt wurde.

Im Gegensatz zu den Gleichungen 6.7 und 6.8 muss infolge des nichtlinearen Verhaltens des einzelnen Aktors die Anpassung der Vorspannung nun auf drei Bereiche aufgeteilt werden.

1. Bereich: Der erste Bereich bezieht sich auf das Intervall von U_{ref} , in dem der zusätzliche Aktor inaktiv ist. Wie bekannt gilt dies für $-U_{\text{min}} < U_{\text{ref}} < U_{\text{min}}$. In Abhängigkeit der Drehrichtung ist hier wieder einer der beiden Gruppen G_1 und G_2 inaktiv, weshalb die aktive Gruppe alle übrigen Aktoren – also $N/2 + 1$ – mitdrehen muss. Um in diesem Bereich die angestrebte lineare Drehzahlverlauf zu erreichen, wird die Ansteuerung wie folgt ermittelt: Der ideale Drehzahlverlauf ist ohne Berücksichtigung der Reibung durch

$$n = K_n U_{\text{ref}} \quad (8.2)$$

gegeben, wobei K_n die Drehzahlkonstante der Aktoren angibt. Bei gegebener Drehzahl entspricht das Bremsmoment der inaktiven Aktoren

$$M_B = \frac{n}{K_B} = \frac{K_n U_{\text{ref}}}{K_B}. \quad (8.3)$$

Hierbei steht K_B für die gesamtheitliche Motorkonstante aller bremsenden d. h. inaktiven Aktoren. Die Motorkonstante ergibt sich damit aus dem Vielfachen des Momentes eines Aktors und kann wie folgt angegeben werden:

$$K_B = \frac{\Delta n}{\left(\frac{N-1}{2} + 1\right) \Delta M} \quad (8.4)$$

Gleichermaßen kann die Motorkonstante K_A aller treibenden Aktoren nach der Formel

$$K_A = \frac{\Delta n}{\frac{N-1}{2} \Delta M} \quad (8.5)$$

ermittelt werden. Mit Hilfe dieser kann nun die Drehzahl im Arbeitspunkt bei gegebenem Bremsmoment entsprechend der Formel

$$n = K_n X U_{\text{ref}} - K_A M_B \quad (8.6)$$

berechnet werden. X steht dabei für den Faktor, um den die Antriebsspannung der treibenden Aktoren erhöht werden muss, damit die passiven Aktoren bei gewünschter Drehzahl mitgedreht werden können. In diese Gleichung kann man nun die Gleichungen 8.2 und 8.4 einsetzen und erhält

$$K_n U_{\text{ref}} = K_n X U_{\text{ref}} - K_A \frac{K_n U_{\text{ref}}}{K_B}. \quad (8.7)$$

Gekürzt ergibt sich für den Faktor der Referenzspannung

$$X = \frac{2N}{N-1}. \quad (8.8)$$

Somit müssen die treibenden Aktoren im Intervall $-U_{\text{min}} < U_{\text{ref}} < U_{\text{min}}$ zusätzlich zur Vorspannung um den Faktor X der Referenzspannung U_{ref} höher angesteuert werden, damit sich die gewünschte Drehzahl einstellt.

2. Bereich: Dieser Bereich bezieht sich auf die beiden Intervalle $-2U_{\text{min}} < U_{\text{ref}} \leq U_{\text{min}}$ und $U_{\text{max}} \leq U_{\text{ref}} < 2U_{\text{min}}$. Hier sind nun je eine der beiden Gruppen sowie der einzelne Aktor aktiv. Die zweite Gruppe ist passiv und muss mitgedreht werden. Der einzelne Aktor wird entsprechend Gleichung 8.1 ohne Vorspannung betrieben und würde damit mit der gewünschten Drehzahl rotieren. Daher muss die aktive Gruppe lediglich die passive mitdrehen, ohne dass der zusätzliche Aktor bremst. Deshalb werden die beiden Gruppen in den hier vorgegebenen Intervallen entsprechend den Gleichungen 6.7 und 6.8 angesteuert.

3. Bereich: Der letzte Bereich bezieht sich auf die Intervalle $-U_{\max} \leq U_{\text{ref}} \leq -2U_{\min}$ und $2U_{\max} \leq U_{\text{ref}} \leq U_{\max}$, in denen alle Aktoren aktiv sind. Hier werden die beiden Gruppen G_1 und G_2 mit konstanter Vorspannung U_V betrieben.

Auf Basis der drei beschriebenen Bereiche können nun die Steuerspannungen der beiden Gruppen G_1 und G_2 entsprechend der folgenden Gleichungen angegeben werden:

$$U_{G_1} = \begin{cases} U_{\text{ref}} + U_V & \text{für } U_{\text{ref}} < 0 \text{ und } U_{\text{ref}} > 2U_{\min} \\ X U_{\text{ref}} + U_V & \text{für } U_{\min} \leq U_{\text{ref}} \leq 2U_{\min} \\ 2U_{\text{ref}} + U_V & \text{für } 0 \leq U_{\text{ref}} < U_{\min} \end{cases} \quad (8.9)$$

$$U_{G_2} = \begin{cases} U_{\text{ref}} - U_V & \text{für } U_{\text{ref}} < -2U_{\min} \text{ und } U_{\text{ref}} > 0 \\ X U_{\text{ref}} - U_V & \text{für } -2U_{\min} \leq U_{\text{ref}} \leq -U_{\min} \\ 2U_{\text{ref}} - U_V & \text{für } -U_{\min} < U_{\text{ref}} \leq 0 \end{cases} \quad (8.10)$$

Die resultierenden Profile der Steuerspannungen für alle Aktoren (Gruppe G_1 und G_2 sowie des einzelnen Aktors) sind in Abbildung 8.1 dargestellt. Die drei zuvor beschriebenen Bereiche sind mit verschiedenen Graustufen hinterlegt. Im inneren Bereich 1 (weiß) ist die Auswirkung einer gesteigerten Anzahl der Aktoren N zu sehen, infolgedessen sich die Steigung von U_{G_1} und U_{G_2} in Richtung der beiden Pfeile verringert.

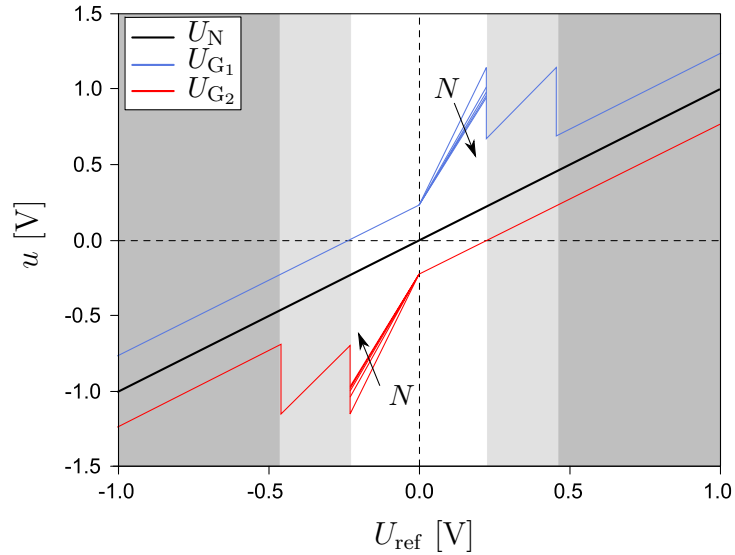


Abbildung 8.1.: Verläufe der Steuerspannungen U_N , U_{G_1} und U_{G_2} in Abhängigkeit von der Referenzspannung U_{ref} . Die beiden Pfeile markieren die Änderung der Steuerspannungen bei zunehmender Anzahl von Aktoren N .

Um das Drehzahlverhalten bei einer solchen Anpassung der DAAV zu überprüfen, wird der bisher – für die Untersuchungen in den vorangegangenen drei Kapiteln – verwendete Antrieb durch einen dritten Aktor erweitert. Zwei Aktoren werden gemäß der Gleichungen 8.9 und 8.10 betrieben, der dritte Aktor gemäß der Gleichung 8.1. Der Versuchsablauf ist der gleiche wie in Abschnitt 6.1 beschrieben. Die resultierende Drehzahlkennlinie ist in Abbildung 8.2 dargestellt.

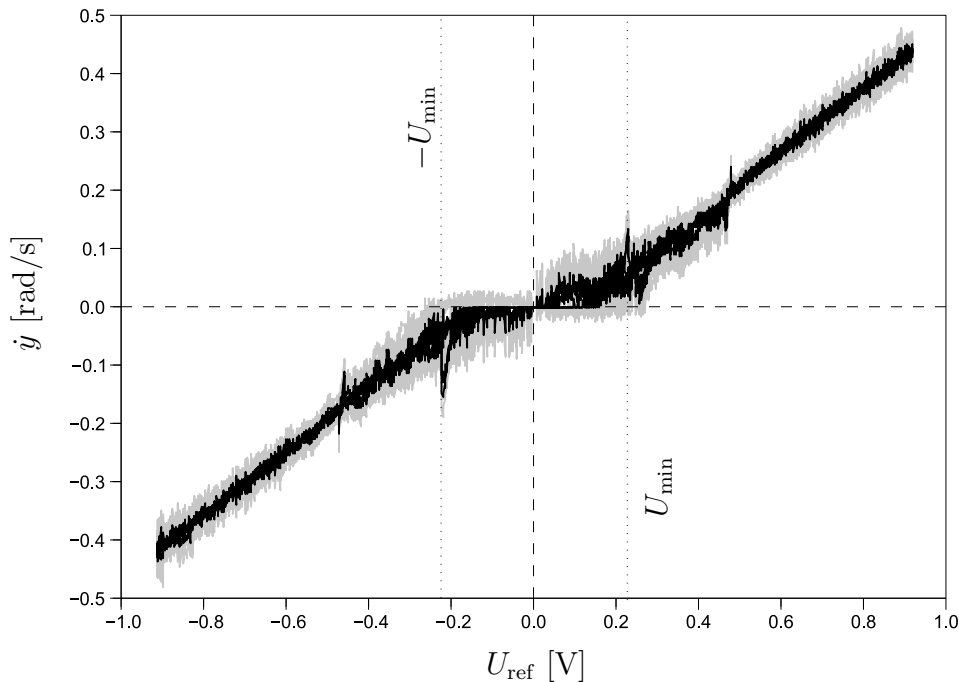


Abbildung 8.2.: Resultierende Drehzahlkennlinie bei dynamischer und asymmetrischer Anpassung der Vorspannung am Beispiel von drei Aktoren. Die grauen Kurven kennzeichnen die Standardabweichungen vom Mittelwertverlauf (schwarz).

Hier zeigt sich, dass die Linearisierung im Bereich $-U_{\text{min}} < U_{\text{ref}} < U_{\text{min}}$ (innerhalb der Punktlinien), d. h. im Totbereich der Aktoren, zur Drehung der Messwelle führt. Dennoch erlangt die Linearisierung in diesem Bereich nicht die Qualität der in Abschnitt 6.5 beschriebenen Kompensation. Dies ist auf das Ungleichgewicht zwischen treibenden Aktoren (hier einer) und mitgedrehten (hier zwei) zurückzuführen. Infolgedessen wirken sich die Reibungseffekte deutlich stärker auf das Drehzahlverhalten aus. Wird eine höhere Anzahl an Aktoren eingesetzt ($3 < N = \{5, 7, 9, \dots\}$), so ist zu erwarten, dass sich das Drehzahlverhalten dem in Abschnitt 6.5 beschriebenen angleicht.

Bei Überschreiten der Spannung $U_{\text{ref}} = \pm U_{\text{min}}$ beginnt Aktor N_3 aktiv zu treiben. Hat der gesamte Antrieb vor Durchschreiten des Nulldurchgangs in die Gegenrichtung rotiert, beginnt Aktor N_3 ruckartig zu drehen, da er zuerst die Lose überwinden muss. Der Ruck zeichnet sich im Drehzahldiagramm bei $U_{\text{ref}} = \pm U_{\text{min}}$

ab (Markierung durch Punktlinien). Anschließend gleicht sich das Drehzahlverhalten im Bereich $U_{\text{ref}} > \pm U_{\text{min}}$ dem in Abschnitt 6.5 beschriebenen weiter an.

Aus diesem Versuch zeichnet sich ab, dass die Linearisierung von drei Antrieben mittels DAAV zwar möglich, jedoch praktisch eher ungünstig ist. Ein günstigerer Drehzahlverlauf ist für geradzahlige Antriebsgruppen und ungeradzahlige größer drei zu erwarten.

8.2. Modifikation der phasenverschobenen pulsmodulierten Steuerung zur Anwendung bei einer beliebigen Anzahl von Aktoren

Das Steuerungsverfahren PPMS ist eine Weiterentwicklung der PMS. Wie in Abschnitt 7.4 beschrieben, werden durch die Einführung der phasenverschobenen Ansteuerung von zwei Aktoren insbesondere Vibrationen und Geräuschentwicklung des Antriebs im Vergleich zur PMS deutlich reduziert. Um die PPMS auf mehr als zwei Aktoren zu übertragen, muss lediglich die Phasenverschiebung φ_i gleichmäßig auf alle Aktoren verteilt werden, d. h. die Leistungsspitzen der Aktoren sollen innerhalb der Periodendauer einer Basisschwingung des Steuersignals den gleichen zeitlichen Abstand zueinander haben. Damit wird eine möglichst geringe Vibrationsneigung und Geräuschentwicklung des Antriebs angestrebt. Als einfacher Vergleich kann hier die Zündreihenfolge von Verbrennungsmotoren dienen: Die Zündzeitpunkte der einzelnen Zylinder werden zeitlich gleichmäßig auf die Umdrehung der Kurbelwelle verteilt, um die Vibrationen des Motors zu minimieren.

Ohne Berücksichtigung der diskreten Signalverarbeitung können die Phasenverschiebungen für N Aktoren wie folgt angegeben werden:

$$\begin{aligned}
 \varphi_1 &= 0 \\
 \varphi_2 &= \frac{2\pi}{N} (2 - 1) \\
 \varphi_3 &= \frac{2\pi}{N} (3 - 1) \\
 &\vdots \\
 \varphi_N &= \frac{2\pi}{N} (N - 1)
 \end{aligned}
 \tag{8.11}$$

Anhand der ermittelten Phasenverschiebungen werden nun die einzelnen Basischwingungen entsprechend der Formeln 7.6 und 7.7 erzeugt.

Da bei diskreter Signalverarbeitung jedoch nicht jede beliebige Phasenverschiebung umsetzbar ist, muss deren Verteilung über die Periodendauer der Basischwingung angepasst werden. Ebenso wie bei der Anpassung der DAAV wird auch hier zwischen $N = \text{gerade}$ und $N = \text{ungerade}$ unterschieden.

Gerade Anzahl von Aktoren

Wie in Abschnitt 7.4 beschrieben, sind die Basisschwingungen von je zwei Aktoren um π verschoben, um einen möglichst ruhigen Lauf des Antriebs zu gewährleisten. Aus dieser Bedingung ergibt sich, dass die Verteilung der Phasenverschiebungen über die erste Hälfte der Periodendauer ($0 \leq \varphi < \pi$) identisch mit der über die zweite Hälfte ($\pi \leq \varphi < 2\pi$) sein muss. Desweiteren soll eine möglichst gleichmäßige Verteilung aller Phasenverschiebungen über die gesamte Periodendauer erreicht werden, um Vibrationen und Geräusentwicklung auf ein Minimum zu reduzieren. Für die Anpassung der PPMS bei gerader Anzahl N der Aktoren wird dabei wie folgt vorgegangen: Zu Beginn des Verfahrens ist zu ermitteln, wie viele Arbeitszyklen der Steuerelektronik während einer Periodendauer der Basisschwingung ablaufen. Die Anzahl der Arbeitszyklen Z_B ergibt sich durch

$$Z_B = \frac{f_S}{f_B}, \quad (8.12)$$

wobei f_S die Arbeitsfrequenz der Steuerelektronik und f_B die Frequenz der Basisschwingung ist. Eine gültige Basisschwingung mit der Frequenz f_B für die PPMS nach Abschnitt 7.4 hat zur Folge, dass Z_B immer gerade ist. Andernfalls würden aufgrund der Diskretisierung die Maxima der Basisschwingung nicht abgebildet werden können.

Da die Anzahl N der Aktoren nicht zwangsweise ein Vielfaches von Z_B ist, muss ermittelt werden, welche untergeordneten Aufteilungen von Z_B möglich sind. Hierfür sei W die Menge der geraden Teiler von Z_B nach der Formel:

$$W = \{x \in \mathbb{N} \mid x \text{ teilt } Z_B \wedge x \text{ gerade}\}. \quad (8.13)$$

Die Menge darf nur gerade Teiler enthalten, sonst wäre eine identische Aufteilung der Aktoren über die beiden Hälften der Periodendauer ($\pi \leq \varphi < 2\pi$) nicht gegeben. Nachfolgend wird W als geordnete Menge in absteigender Reihenfolge betrachtet, wobei W_i das i -te Element dieser Menge bezeichnet. Als nächster Schritt wird z als die Anzahl der Elemente von W eingeführt. Da Z_B in jedem Fall gerade ist, gilt

$$W_z = 2. \quad (8.14)$$

Zum besseren Verständnis können die Elemente von W auch als Ebenen verstanden werden, wobei die i -te Ebene W_i Unterteilungen der Periodendauer von 2π beinhaltet. In Abbildung 8.3 ist eine exemplarische Phasenverschiebungsmatrix dargestellt, in der die in jeder Ebene möglichen Phasenverschiebungen W_i als Rechtecke eingezeichnet sind. In die Rechtecke wird dann die Anzahl der Aktoren

eingetragen, die sich aus der späteren Aufteilung ergibt. Die Anordnung der Rechtecke im ersten Bereich der Periodendauer ($0 \leq \varphi < \pi$) ist wie gefordert identisch mit der Anordnung im zweiten Bereich ($\pi \leq \varphi < 2\pi$).

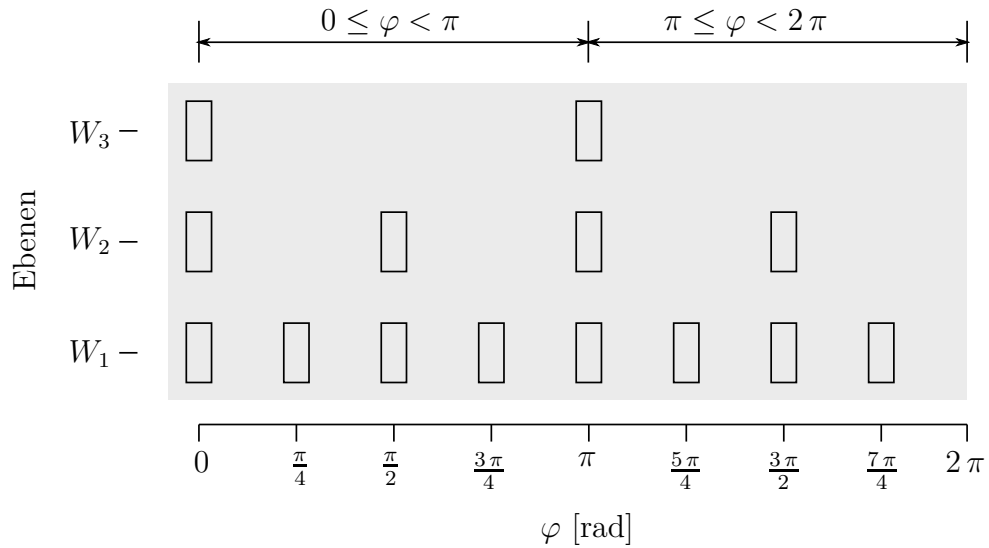


Abbildung 8.3.: Exemplarische Phasenverschiebungsmatrix für die Werte: $Z_B = 8$ und $W = \{8, 4, 2\}$. Die rechteckigen Felder kennzeichnen die möglichen Phasenverschiebungen; in die Felder wird später die Anzahl der angesteuerten Aktoren eingetragen.

Nun kann ermittelt werden, bei welcher Unterteilung von W_i wie viele Sätze q_i von Aktoren verwendet werden, oder wie viele Sätze q_i je Ebene eingesetzt werden. Die Anzahl der Aktoren je Ebene entspricht somit

$$N_i = q_i W_i. \quad (8.15)$$

Um die Differenz zwischen den Phasenverschiebungen und damit den zeitlichen Abstand zwischen den Leistungsspitzen möglichst klein zu halten, werden die Aktoren den Ebenen der Matrix in aufsteigender Reihenfolge zugeordnet, d. h. die jeweils unterste Ebene mit dem feinsten Zeitraster wird bevorzugt. Dies geschieht nach folgendem Schema:

$$\begin{aligned}
 q_1 &= \left\lfloor \frac{N}{W_1} \right\rfloor \\
 q_2 &= \left\lfloor \frac{N - N_1}{W_2} \right\rfloor \\
 q_3 &= \left\lfloor \frac{N - N_1 - N_2}{W_3} \right\rfloor \\
 &\vdots \\
 q_z &= \left(\frac{N - \sum_{i=1}^{z-1} N_i}{W_z} \right)
 \end{aligned} \tag{8.16}$$

Rückwirkend muss sich also ergeben:

$$N = N_1 + N_2 + N_3 + \dots + N_z \tag{8.17}$$

Damit ist die Aufteilung der Aktoren gegeben; nun müssen die zugehörigen Phasenverschiebungen ermittelt werden. Dafür wird zuerst die Schrittweite der Phasenverschiebungen

$$\Delta\varphi_i = \frac{2\pi}{W_i} \tag{8.18}$$

zur i -ten Ebene bestimmt, wobei die Periodendauer normiert als 2π dargestellt wird. Die zur Schrittweite $\Delta\varphi_i$ gehörende Phasenverschiebung $\varphi_{k_i}^i$ für den k -ten Aktor² kann für alle Aktoren nach der Formel

$$\varphi_{k_i}^i = ((k_i - 1) \bmod W_i) \Delta\varphi_i \quad k_i \in \{1, \dots, N_i\} \tag{8.19}$$

berechnet werden.

Mit diesem Verfahren werden die Phasenverschiebungen für eine beliebige gerade Anzahl von Aktoren ermittelt. Exemplarisch wird die Phasenverschiebung für $N = \{2, 4, \dots, 24\}$ Aktoren bei einer maximalen Unterteilung der Periodendauer $Z_B = 8$ bestimmt. Das Ergebnis ist in Abbildung 8.4 dargestellt; die günstigsten Unterteilungen ergeben sich bei $N = \{8, 16, 24\}$: Alle Aktoren können gleichmäßig auf die unterste Ebene (W_1) der Matrix verteilt werden. Wegen der dort möglichen hohen Pulsfrequenz ist in diesem Fall die geringste Vibration zu erwarten, da alle

²Es gibt insgesamt N_i Aktoren, also $k_i \in \{1, \dots, N_i\}$

8.2. Modifikation der phasenverschobenen pulsmodulierten Steuerung

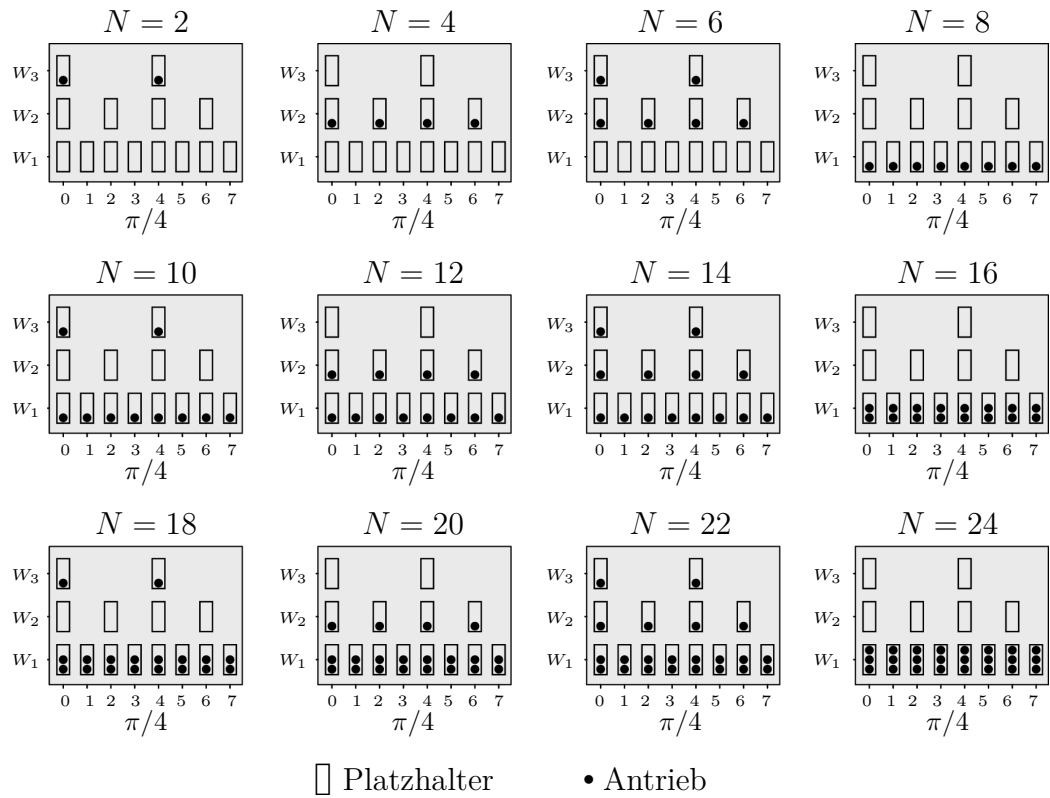


Abbildung 8.4.: Aufteilung der Aktoren in einer Phasenverschiebungsmatrix, die sich aus $Z_B = 8$ ergibt. Es wird ausschließlich eine geradzahlige Anzahl von Aktoren $N = \{2, 4, \dots, 24\}$ verwendet.

mechanischen Antriebskomponenten inklusive der zu bewegendenden Last als Tiefpassfilter wirken – dies gilt jedoch nur für den Fall, dass die als Erregerfrequenzen wirkenden Basisfrequenzen der Steuerung oberhalb der Eigenresonanzen des mechanischen Systems liegen. Desweiteren sind bei gleichmäßiger Verteilung, d. h. wenn alle Aktoren auf der gleichen Ebene der Matrix angesteuert werden können, die Leistungsmaxima immer gleich hoch, was sich ebenfalls auf die Laufruhe auswirkt.³ Für den interessierten Leser ist im Anhang ein ausführliches Rechenbeispiel zur Aufteilung der Phasenverschiebungen aufgeführt.

Ungerade Anzahl von Aktoren

Im Sinne einer identischen Verteilung der Phasenverschiebungen über beide Hälften $0 \leq \varphi < \pi$ und $\pi \leq \varphi < 2\pi$ (siehe Abbildung 8.3) der Periodendauer der Steuerungspannung kann die Verteilung für eine ungerade Anzahl von Aktoren nicht symmetrisch sein; dies kann anhand der Formel 8.17 überprüft werden. Ist jedoch eine ungerade Anzahl für den Antrieb nötig, kann die Phasenverschiebung für einen Aktor nach den zwei Positionen

$$\varphi_N = \left(\frac{Z_B}{2} - 1 \right) \frac{2\pi}{W_1} \quad (8.20)$$

und

$$\varphi_N = (Z_B - 1) \frac{2\pi}{W_1} \quad (8.21)$$

erfolgen. So ist zumindest sichergestellt, dass zu den entsprechenden Zeitpunkten die Momentenlast im Antriebstrang am geringsten ist, falls die übrigen Aktoren nicht ausschließlich auf der untersten Ebene W_1 der Matrix verteilt werden können und damit die abgegebenen Leistungsmaxima ungleich hoch sind. Damit wird erreicht, dass die durch den einzelnen Aktor verursachte Asymmetrie die geringste negative Auswirkung auf die Laufruhe des Antriebs hat. Die Berechnung der Phasenverschiebungen für die restlichen Aktoren $N - 1$ kann nach dem zuvor beschriebenen Verfahren durchgeführt werden. Abschließend ist anzumerken, dass sich bei ungerader Anzahl von Aktoren die Asymmetrie umso geringer auswirkt je höher die Gesamtzahl der Aktoren ist.

³Das gilt auch für $N = \{2, 4\}$, wenn auch auf höheren Ebenen der Matrix, d. h. mit größeren zeitlichen Abständen zwischen den Leistungsspitzen.

8.3. Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last

Wie in Abschnitt 7.2 bereits gezeigt, ist das Antriebsmoment im Bremsbetrieb erheblich höher als im Motorbetrieb. Infolgedessen senkt sich im Experiment das Pendel erst nach Unterschreiten von 22,2% der maximalen Referenzspannung U_{\max} . Durch Einführung der PPMS wird der Einfluss der dafür verantwortlichen Reibungseffekte deutlich verringert, was sich auch positiv auf die Symmetrie und Linearität des Antriebsverhaltens auswirkt.

Soll nun eine Position statisch gehalten werden, kann die erhöhte Haftreibung im Bremsbetrieb der Aktoren bei Referenzsteuerung vorteilhaft genutzt werden, um die notwendige Antriebsleistung zu reduzieren. Das bringt zwei wesentliche Vorteile: erstens wird die Energieaufnahme verringert, zweitens erwärmen sich die Aktoren langsamer. Derartige positive Eigenschaften der Reibung werden auch von Dermitzakis et al. [32] am Beispiel der Sehnen im menschlichen Finger beschrieben.

Um die Haftreibung gezielt auszunutzen wird zunächst ermittelt, um welchen Faktor die Antriebsleistung reduziert werden kann, damit die gegebene Position der Last trotz minimaler Leistungsaufnahme noch gehalten werden kann. Weiter soll ermittelt werden, ob und wie stark dieser Faktor lastabhängig ist. Die Analyse dazu erfolgt experimentell. Hierfür wird der Antriebsteststand wie in Abschnitt 7.1 beschrieben vorbereitet. Der Versuch läuft in zwei Phasen ab. In der ersten Phase wird die Referenzspannung U_{ref} der Aktoren über eine Rampenfunktion kontinuierlich bis zur vorgegebenen Stellspannung U_{stell} gesteigert; die Steuerungsart ist dabei PPMS. In der zweiten Phase wird die Referenzspannung U_{ref} wieder kontinuierlich bis auf 0 abgesenkt; die Aktoren werden dabei konventionell, also mit der Referenzsteuerung betrieben. Der Versuch wird mit zehn unterschiedlichen Maximalspannungen (10%, 20%, ..., 100% U_{\max}) durchgeführt und je fünf Mal wiederholt und gemittelt ausgewertet, um zufällige Abweichungen auszugleichen.

Die Resultate sind in Abbildung 8.5 dargestellt. Zur besseren Veranschaulichung sind alle zusammengehörigen Messpunkte durch Linien verbunden. Desweiteren sind nur Werte bezüglich einer Stellspannung U_{stell} von kleiner als 80% der Maximalspannung U_{\max} abgebildet, da bei höheren Werten der Pendelwinkel nicht weiter ansteigt. Die blaue Kurve zeigt die Stellspannung U_{stell} , die notwendig ist um den Pendelwinkel y mittels PPMS zu erreichen. Die rote Kurve zeigt den Verlauf der Haltespannung U_{halt} , ab der sich das Pendel bei Referenzsteuerung der Aktoren wieder absenkt. Der Differenzenquotient von Haltespannung und Stellspannung (schwarze Linie) veranschaulicht, auf welchen Faktor die Stellspannung U_{stell} reduziert werden kann, um mit minimaler Leistungsaufnahme die Position noch zu halten. Als Maximalwert des Differenzenquotienten ergibt sich hier 0,38 (Standardabweichung $\pm 0,05$) und als Minimalwert 0,25 (Standardabweichung $\pm 0,01$). Wie zu sehen ist, nimmt der Differenzenquotient anfänglich zu und sinkt nach Überschreiten von 0,9 rad wieder ab. Der Anstieg lässt sich durch den erhöhten Ein-

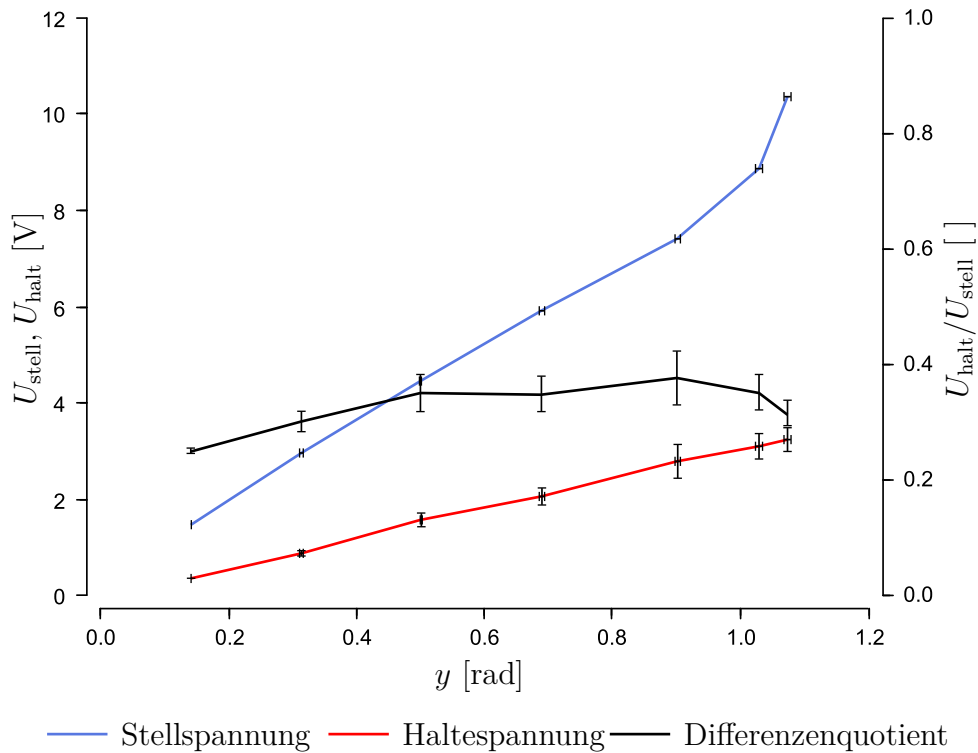


Abbildung 8.5.: Stellspannung U_{stell} und Haltespannung U_{halt} in Abhängigkeit vom Pendelwinkel y . U_{stell} kennzeichnet den zum Erreichen von y notwendigen Spannungswert; U_{halt} kennzeichnet die minimale Spannung, bei der y gerade noch gehalten wird. Der Differenzenquotient $U_{\text{halt}}/U_{\text{stell}}$ ist auf der rechten Ordinate abgetragen; er beschreibt den Faktor, um den U_{stell} reduziert werden kann, damit y noch gehalten wird.

fluss der konstanten, d. h. moment- und drehzahlunabhängigen Reibung erklären, der bei niedrigeren Lasten erhöhten Einfluss auf das gesamte Reibmoment hat. Die Abnahme des Differenzenquotienten nach Überschreiten des Pendelwinkels von $0,9\text{ rad}$ ist auf das abfallende Stellmoment zurückzuführen, das sich anhand der blauen Kurve zeigt: für eine weitere Zunahme des Pendelwinkels y wird eine überproportionale Zunahme der Stellspannung U_{stell} notwendig. Wegen der hohen Standardabweichung des Differenzenquotienten sowie aufgrund der bisher – bei der Analyse des Reibungsverhaltens und dem praktischen Einsatz der verwendeten Servomotoren – gewonnenen Erfahrungen empfiehlt sich ein konstanter Wert für die Reduktion der Stellspannung, unabhängig vom Wert für U_{stell} und dem Lastmoment.

8.4. Vorstellung einer hybriden Steuerung mit Strukturumschaltung

Bisher wurden die beiden Steuerungsverfahren DAAV und PPMS sowie die Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last unabhängig voneinander betrachtet. Um diese Verfahren mitsamt ihren Nutzeffekten – Linearisierung, Kompensation von Reibungseffekten, Energieeinsparung – kombiniert in einem Antrieb einsetzen zu können, sollen sie nun in einem Regelkreis wie in Abbildung 8.6 dargestellt zusammengeführt werden. Die Grafik zeigt einen äußeren Teil (durch Strichlinien abgegrenzt), der eine konventionelle Regelschleife aus Regler und Regelstrecke darstellt, sowie einen inneren Teil, der die Modifikation der Stellgröße beschreibt. Der innere Teil enthält die beiden Steuerungen DAAV und PPMS, zwischen denen je nach Betriebszustand mittels Strukturumschaltung sowohl diskret als auch kontinuierlich gewechselt werden kann: Bei 0 schaltet die Strukturumschaltung auf PPMS und bei 1 auf DAAV; wenn der Wert zwischen 0 und 1 liegt, werden beide Signale entsprechend interpoliert. Ist der Wert größer 1, bleibt weiterhin das Signal der DAAV auf den Antrieb geschaltet. Nach der Strukturumschaltung wird die Stellgrößenamplitude durch ein Proportionalglied angepasst. Dieser Baustein senkt die Antriebsleistung, wenn die Last statisch gehalten wird. Die resultierende Stellgröße $U(t)$ des Proportionalgliedes wird ohne weitere Modifikation an die Regelstrecke übertragen.

Um bei geeignetem Systemzustand zwischen DAAV und PPMS umzuschalten oder die Antriebsleistung bei statischer Last zu reduzieren, sind drei Detektoren in den Regelkreis integriert (im Blockschaltbild oben): für kleine Stellgrößen, für erhöhte Winkelgeschwindigkeit und für statische Positionen.

Der **Detektor für kleine Stellgrößen** ist ein Komparator mit dem Parameter K_1 , an den der Absolutwert der Referenzspannung $|U_{\text{ref}}|$ übertragen wird. Überschreitet die Referenzspannung $|U_{\text{ref}}|$ den Wert K_1 , gibt der Komparator den

Wert 1 aus, andernfalls den Wert 0. Dadurch wird bei entsprechend niedriger Referenzspannung U_{ref} auf DAAV umgeschaltet, welche niedrige Winkelgeschwindigkeiten des Aktors ermöglicht. Die Wahl des Parameters K_1 ist abhängig von der Mindestspannung U_{min} der Motortreiber. Wie in Kapitel 6 beschrieben, bezieht sich die Kompensation der nichtlinearen Effekte bei der DAAV auf den Bereich $-2U_{\text{min}} < U_{\text{ref}} < 2U_{\text{min}}$. Somit empfiehlt sich, einen Wert von $K_1 \geq 2U_{\text{min}}$ zu nutzen.

Der **Detektor für erhöhte Winkelgeschwindigkeit** ist ein Komparator mit dem Parameter K_2 , an den der Absolutwert der Winkelgeschwindigkeit $|\dot{y}(t)|$ übertragen wird. Auch dieser Komparator schaltet bei Überschreiten des vorgegebenen Parameters (K_2) von PPMS auf DAAV um. Dies ist nötig, da bei erhöhten Winkelgeschwindigkeiten der *Stick-Slip*-Effekt nicht mehr auftritt und deshalb die Steuerung mittels PPMS nicht mehr geeignet ist. Zudem bewirkt die PPMS bei erhöhter Winkelgeschwindigkeit verstärkte Vibrationen sowie eine erhöhte Energieaufnahme infolge des phasenverschobenen An- und Abschaltens der Aktoren. Durch das Umschalten von PPMS auf DAAV werden die Aktoren wieder antagonistisch vorgespannt, was entsprechend den Ergebnissen aus Kapitel 5 zu einem verbesserten Regelverhalten führt. Die Wahl des Parameters K_2 zum Umschalten bei erhöhter Winkelgeschwindigkeit ist von Faktoren wie Trägheit der Last, Einfluss der Reibung oder Orientierung des Gelenkes abhängig und kann experimentell ermittelt werden.

Der **Detektor für statische Positionen** erkennt, ab wann die Antriebsleistung reduziert werden kann – sowohl um Energie einzusparen als auch um die Erwärmung der Aktoren zu reduzieren. Dieser Detektor ist komplexer als die beiden vorher beschriebenen und setzt sich aus mehreren Bausteinen zusammen. Um die Antriebsleistung reduzieren zu können, müssen zuerst zwei Bedingungen gegeben sein: Erstens muss die absolute Stellgrößenänderung $|\dot{U}_{\text{ref}}(t)|$ unter einen vorgegebenen Wert K_3 sinken; zweitens muss die Last zur Ruhe kommen, d. h. die absolute Winkelgeschwindigkeit $|\dot{y}(t)|$ muss unter den Wert K_4 fallen. Sind beide Bedingungen erfüllt, wird der Wert $E = 1$ an den Funktionsblock „Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last“ (RASL) weitergegeben; andernfalls liegt der Wert $E = 0$ an. RASL hat zwei Ausgänge A_1 und A_2 , die sich entsprechend der beiden folgenden Formeln verhalten:

$$A_1(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } E = 0 \\ 1 - e^{-K_6(t_{\text{on}} - T_1)} & \text{für } E = 1 \end{cases} \quad (8.22)$$

$$A_2(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } E = 0 \\ 1 - K_5 \left(1 - e^{-K_6(t_{\text{on}} - T_1 - T_2)}\right) & \text{für } E = 1 \end{cases} \quad (8.23)$$

t_{on} beginnt zu laufen, sobald $E = 1$ ist. Ist $E = 0$, wird t_{on} auf 0 zurückgesetzt.

Der kontinuierliche Übergang des Ausgangs A_1 von 0 auf 1 soll Vibrationen der Messwelle infolge des Umschaltens von PPMS auf DAAV vermeiden. Die Zeitverzögerung des Umschaltens wird mit T_1 angegeben und verringert die Rauschanfälligkeit des Umschalters. Damit erst nach erfolgtem Umschaltvorgang von PPMS auf DAAV die Antriebsleistung durch den Ausgang A_2 um den Parameter K_5 reduziert wird, ist dieser Vorgang zeitlich zusätzlich um T_2 verzögert. Da auch bei der Leistungsreduktion geringe Vibrationen entstehen können, wird hier ebenfalls der Übergang – durch eine e-Funktion – kontinuierlich gestaltet. Der Parameter K_6 gibt an, wie schnell beide Ausgänge A_1 und A_2 ihren Endzustand einnehmen. Entgegen dem zuvor beschriebenen Versuch zur Analyse der minimalen Haltespannung U_{halt} wird hier nicht auf die Referenzsteuerung sondern auf DAAV umgeschaltet. Dies zeigt in der Evaluation der hybriden Steuerung keinen nennenswerten Einfluss, reduziert jedoch den Schaltungsaufwand; es wird hierbei lediglich die Halteleistung geringfügig ungleich auf beide Aktoren verteilt. An dieser Stelle wäre in einer Erweiterung der vorliegenden Steuerung auch denkbar, die Haltelast entsprechend der einzelnen Temperaturen der Aktoren zu verteilen. Dabei könnten stärker erwärmte Aktoren während der Haltephase zusätzlich entlastet werden, um diese schneller abkühlen zu lassen und die Motortemperaturen aller Aktoren auszugleichen. Auch wäre eine Verteilung der Haltelast unter Berücksichtigung des Verschleißes oder weiterer Aspekte bezüglich der Aktoren möglich.

8.5. Demonstration der hybriden Steuerung

Das im Folgenden beschriebene erste Beispiel soll das Verhalten der hybriden Steuerung veranschaulichen. Dafür wird – anstelle des in Abbildung 8.6 eingezeichneten Reglers – die Referenzspannung U_{ref} durch einen zeitlich festgelegten Verlauf vorgegeben. Dieser Verlauf zeigt einen rampenförmigen An- und Abstieg mit dazwischenliegendem Plateau (siehe Abbildung 8.7 oben). Die drei Diagramme darunter zeigen den Verlauf der Stellgrößen U_1 und U_2 als Motorspannung, den des Pendelwinkels y und den der Leistungsaufnahme P . Ganz oben sind die diskreten Umschaltvorgänge der hybriden Steuerung eingetragen. Zum Vergleich wird der Versuch sowohl mit der hybriden Steuerung (rote Kurven) als auch mit der Referenzsteuerung (blaue Kurven) – wie in Abschnitt 7.2 beschrieben – durchgeführt. Die Parameter zur Einstellung der drei Detektoren werden wie folgt gewählt:

$$K_1 = 0,46 \text{ V}$$

$$K_2 = 0,94 \text{ rad/s}$$

$$K_3 = 1 \text{ V/s}$$

$$K_4 = 0,25 \text{ rad/s}$$

$$K_5 = 0,5$$

$$K_6 = 20$$

$$T_1 = 0,1 \text{ s}$$

$$T_2 = 0,25 \text{ s}$$

Das durch die hybride Steuerung erzielte Antriebsverhalten kann wie folgt beschrieben werden: Da die Referenzspannung in der ersten Sekunde 0 V vorgibt und sich das Pendel in Ruhe befindet, werden die Aktoren in dieser Zeit im RASL-Modus betrieben. Sobald die Referenzspannung ansteigt, schaltet die Steuerung auf DAAV um. Übersteigt die Referenzspannung den Parameter K_1 , wird auf PPMS umgeschaltet. Erst nachdem sowohl die Ableitung der Referenzspannung $|\dot{U}_{\text{ref}}(t)|$ den Parameter K_3 als auch die Winkelgeschwindigkeit des Pendels $\dot{y}(t)$ den Parameter K_4 unterschreitet, wird die Steuerung wieder in den RASL-Modus versetzt. Dabei wird nach Ablauf von T_1 von PPMS auf DAAV geschaltet und dann, um T_2 zeitlich versetzt, die Spannung beider Aktoren um den Parameter K_5 gesenkt. Im RASL-Modus wird die Leistungsaufnahme deutlich reduziert, obwohl das Pendel die Position hält. Sobald die Referenzspannung wieder absinkt, d. h. $|\dot{U}_{\text{ref}}(t)|$ K_3 übersteigt, schaltet die Steuerung erneut auf PPMS zurück. Unterschreitet die Referenzspannung den Parameter K_1 , wird wieder die DAAV aktiv. Ist das Pendel zur Ruhe gekommen, schaltet die Steuerung erneut in den RASL-Modus.

Mit Referenzsteuerung der Aktoren (blaue Kurve) erreicht das Pendel einen Maximalwinkel von $0,77 \text{ rad}$ mit einem gemittelten Antriebsmoment von $2,33 \text{ Nm}$. Im Versuch mit der hybriden Steuerung wird hingegen ein Winkel von maximal $1,15 \text{ rad}$ mit einem gemittelten Antriebsmoment von $3,03 \text{ Nm}$ erreicht. Dies entspricht einer Steigerung des effektiven Antriebsmomentes um 30% gegenüber der konventionellen Referenzsteuerung. Das ist im Wesentlichen auf die Modifikation der Stellgröße mittels PPMS zurückzuführen. Wie in Abschnitt 7.5 bereits beschrieben wurde, ist während des Betriebs mit PPMS die Energieaufnahme geringfügig höher als bei der Referenzsteuerung. Der im Ruhezustand des Pendels aktive RASL-Modus bewirkt jedoch eine deutliche Reduktion der Energieaufnahme; mit der Referenzsteuerung beläuft sich dieser insgesamt auf 83 Ws , mit hybrider Steuerung nur auf 65 Ws , also 22% weniger. Dieser Wert ist zwar stark abhängig vom Verlauf der Referenzspannung und der Pendelbewegung, zeigt jedoch das Energiesparpotenzial des RASL-Modus. Zusätzlich ist ein leichtes Absinken der Leistung während des Plateaus der Referenzspannung (blaue Kurve) festzustellen, das

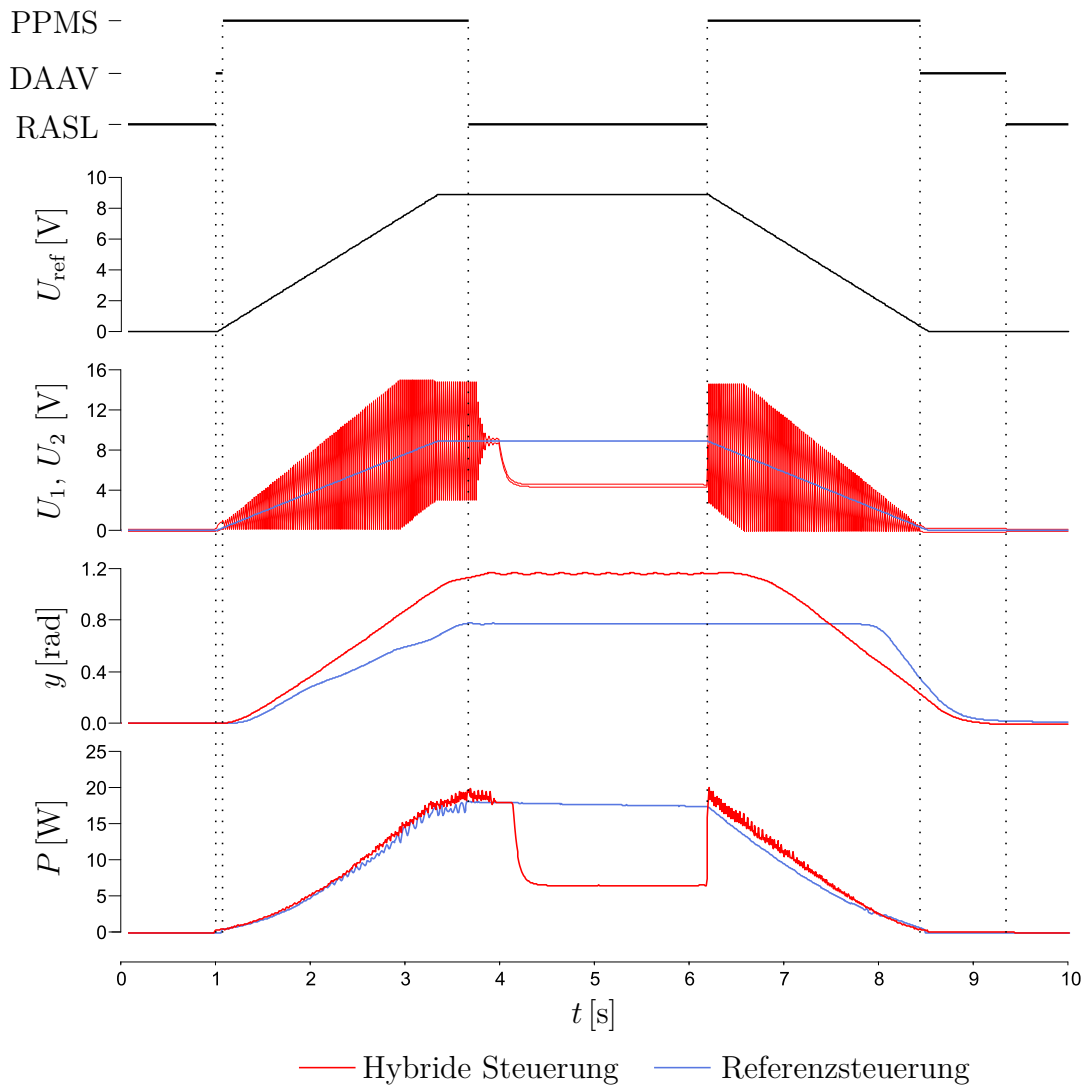


Abbildung 8.7.: Vergleich zwischen hybrider Steuerung und Referenzsteuerung am Beispiel eines rampenförmigen Signalverlaufs. Von oben nach unten: Strukturumschaltungen der hybriden Steuerung – Steuersignal – Motorspannung – Pendelwinkel – Leistungsaufnahme

bei der hybriden Steuerung (rote Kurve) nicht auftritt⁴. Der Einfluss der DAAV ist zwar weniger deutlich als die positiven Effekte des RASL-Modus und der PPMS, jedoch erreicht das Pendel durch deren Wirkung eine der Ausgangsposition nähere Endposition als mit der Referenzsteuerung.

8.6. Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurden die Erweiterungen der Steuerungsverfahren DAAV und PPMS beschrieben. Damit wird es möglich, beide Verfahren auf Antrieben mit beliebig vielen Aktoren einzusetzen. Bezüglich der DAAV unterscheidet sich die Anpassung für Antriebe mit gerader und ungerader Anzahl von Aktoren; die experimentelle Analyse zeigt, dass Antriebe mit gerader Anzahl von Aktoren besser zur Linearisierung mittels DAAV geeignet sind. Die Anpassung der PPMS ist zwar stärker abhängig von der Gesamtanzahl der Aktoren, jedoch ist auch hier eine gerade Anzahl von Aktoren von Vorteil. Mit steigender Zahl der Aktoren wird es allerdings sowohl für die Anpassung der DAAV als auch der PPMS immer weniger relevant, ob die Anzahl gerade oder ungerade ist. Desweiteren hat das Verhältnis der Taktrate der Signalverarbeitung zur Basisfrequenz Z_B bei der Anpassung der PPMS einen entscheidenden Einfluss auf die zeitliche Verteilung der Phasenverschiebungen φ der Aktoren. Für eine ideale gleichmäßige Verteilung der Phasenverschiebungen über die Periodendauer der Basisschwingung sollte dieser Quotient möglichst groß sein.

Nach Beschreibung beider Erweiterungen der Steuerungsverfahren DAAV und PPMS wurde experimentell analysiert, inwieweit die Reibungseffekte im Antriebsstrang zur Minimierung der Leistungsaufnahme der Aktoren beim Halten einer statischen Last genutzt werden können. Hier zeigt sich, dass bei gegebenem Antrieb und Einsatz der Referenzsteuerung die Haltespannung U_{halt} im Schnitt lediglich 0,38 % der Stellspannung U_{stell} betragen muss, um die gegebene Position noch halten zu können.

Die Steuerungsverfahren PPMS und DAAV sowie die Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last wurden anschließend in einer hybriden Steuerung zusammengefasst. Diese modifiziert die Stellgröße in Abhängigkeit des Systemzustandes und differenziert zwischen den drei beschriebenen Systemzuständen „kleine Stellgröße“, „erhöhte Winkelgeschwindigkeit“ und „statische Position“. Der interne Wechsel der Stellgrößenmodifikation wird durch eine Strukturumschaltung realisiert. Abschließend wurde das Verhalten der hybriden Steuerung anhand eines Beispiels demonstriert. Hier zeigt sich, inwieweit die hybride Steuerung das An-

⁴Dies ist auf die Erwärmung der Aktoren und den damit steigenden Wicklungswiderstand der Motoren zurückzuführen, infolgedessen der Stromfluss und folglich das Antriebsmoment abfällt.

triebsverhalten im Vergleich zur konventionellen Referenzsteuerung verbessert. Die hybride Steuerung erreicht ein um 30 % gesteigertes Antriebsmoment, eine deutliche Senkung der Energieaufnahme von 22 % durch die Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last, sowie ein verbessertes Arbeitsverhalten bei niedrigen Stellgrößen durch Anwendung der DAAV. Im Folgenden wird der humanoide Roboter Myon vorgestellt, auf dem die hybride Steuerung im weiteren Verlauf dieser Arbeit praxisnah evaluiert wird.

Kapitel 9.

Der humanoide Roboter Myon

Die Gelenke des humanoiden Roboters Myon sind – insbesondere in den Beinen – durch bis zu vier parallel gekoppelte Aktoren aktuiert. Der Aufbau dieser multiaktuierten Antriebe entspricht funktionell den in den vorigen Kapiteln eingesetzten Antriebskombinationen mit parallel gekoppelten Aktoren. Somit kann die zuvor beschriebene hybride Steuerung an diesem Roboter validiert werden. Um den Aufbau und die Funktionsweise des Roboters vollständig erfassen zu können, wird er in diesem Kapitel im Ganzen beschrieben; Abbildung 9.1 zeigt eine Gesamtansicht.

Das Kapitel ist wie folgt gegliedert: Zu Beginn werden die zugrunde liegenden Designkonzepte für den Roboter vorgestellt. Danach folgt die Beschreibung der Spezifikationen hinsichtlich Kinematik, Sensorik, Massenverteilung, Datenverarbeitung und Anwendersoftware. Anschließend werden neben dem modularen Antriebssystem weitere Teilkomponenten detailliert beschrieben, deren Funktionsweise Alleinstellungsmerkmale des Roboters darstellen. Abschließend folgt eine kurze Zusammenfassung des Kapitels.

9.1. Designkonzepte

Üblicherweise werden Robotersysteme zweckgebunden konzipiert. Allgemein kann man die Einsatzfelder von Robotern in die drei Bereiche Industrie, Service und Forschung einordnen. Da humanoide Roboter in der Regel hochkomplexe Systeme darstellen, ihre Entwicklung jedoch noch keinen nennenswerten kommerziellen Bereich erschlossen hat, ist ihr Einsatz häufig forschungsbezogen. Innerhalb dieses Bereichs werden humanoide Roboter wiederum für die unterschiedlichsten Zwecke entwickelt. Häufig befassen sich entsprechende Projekte mit verschiedenen Bewegungsaufgaben wie z. B. der bipedalen Fortbewegung. Aus diesem Grund sind die entwickelten Designkonzepte bei diesen Projekten meist auf die Funktionsweise des Gelenk- oder Gehapparates und dessen Antriebssystem hin ausgelegt [80, 110, 112, 113].

Der humanoide Roboter Myon wurde für Experimente zur künstlichen Sprachentwicklung entwickelt. Dafür muss er in der Lage sein, sich autonom mit Hilfe seiner Gliedmaßen fortzubewegen, Objekte zu erkennen und zu manipulieren sowie mit



Abbildung 9.1.: Foto des humanoiden Roboters Myon.

anderen Robotern zu kommunizieren. Ein weiteres Einsatzfeld sind Forschungen zur biologisch inspirierten Verhaltenssteuerung [47]. Die Entwicklung fand im Rahmen des EU-Projekts ALEAR¹ statt [1]. Ziel des Projektes war es, das Zusammenwirken von Kognition und Sprachentwicklung zu erforschen. Dem interessierten Leser sei hierzu die Arbeit von Steels und Hild [100] empfohlen. Über den Kontext des Projektes ALEAR hinaus wurde Myon als universelle Plattform für die Forschung in der Neurorobotik entwickelt und in einer Kleinserie von fünf Exemplaren hergestellt. Im Hinblick auf einen möglichst großen und breit gefächerten Nutzen basierte die Entwicklung auf den folgenden vier Designkonzepten [47]:

1) Modularität

Das wichtigste und auch auffallendste Designkonzept ist die zweifache Modularität des Myon – einmal hinsichtlich seiner Körperteile, zum anderen hinsichtlich der verwendeten Baugruppen und Systemkomponenten. Die Körperteile – Kopf, Torso, Arme, Hände und Beine – sind dank eines speziell entwickelten Flansches, der weiter unten beschrieben wird, einfach voneinander zu trennen (siehe Abbildung 9.2) und funktionieren bei Bedarf unabhängig voneinander. So können verschiedene Einzelerperimente zeitgleich mit nur einem Roboter durchgeführt werden, beispielsweise ein Balancetest mit einem Beinmodul oder beiden Beinen mit Torso, wie es in [58] beschrieben wird, oder ein Experiment zur Verarbeitung audiovisueller Signale mit dem Kopfmodul. Da insgesamt fünf Roboter gebaut wurden, kann eine Vielzahl von Experimenten gleichzeitig stattfinden; zudem bietet diese Art der Modularität große Vorteile für Handhabung, Transport und Wartung.

Die Baugruppen und Systemkomponenten des Roboters wie beispielsweise Aktoren, elektronische Schaltkreise zur Signalverarbeitung und Akkumulatoren sind ebenfalls modular konzipiert und werden baugleich an unterschiedlichen Stellen im gesamten Roboter und auch in anderen Experimentalrobotern wie SEMNI eingesetzt [45, 46]. Dank der Typengleichheit all dieser Komponenten konnte Myon in kürzester Zeit entwickelt und hergestellt werden, und der Aufwand für Wartung und Bereitstellung von Ersatzteilen wurde erheblich verringert.

2) Autonomie

Die Autonomie als Designkonzept bezieht sich nicht allein darauf, dass der gesamte Roboter autonom, d. h. ohne eine Verbindung zu einer externen Recheneinheit und Energieversorgung arbeiten kann, sondern auch auf die unabhängige Funktion der einzelnen Körperteilmodule. So sind bis auf die Greifer alle sechs Module mit einer eigenen Energieversorgung, eigenen Sensoren und Aktoren sowie Schaltkreisen zur Signalverarbeitung ausgerüstet. Diese Eigenschaft ermöglicht die Verwendung

¹engl. *Artificial Language Evolution on Autonomous Robots*

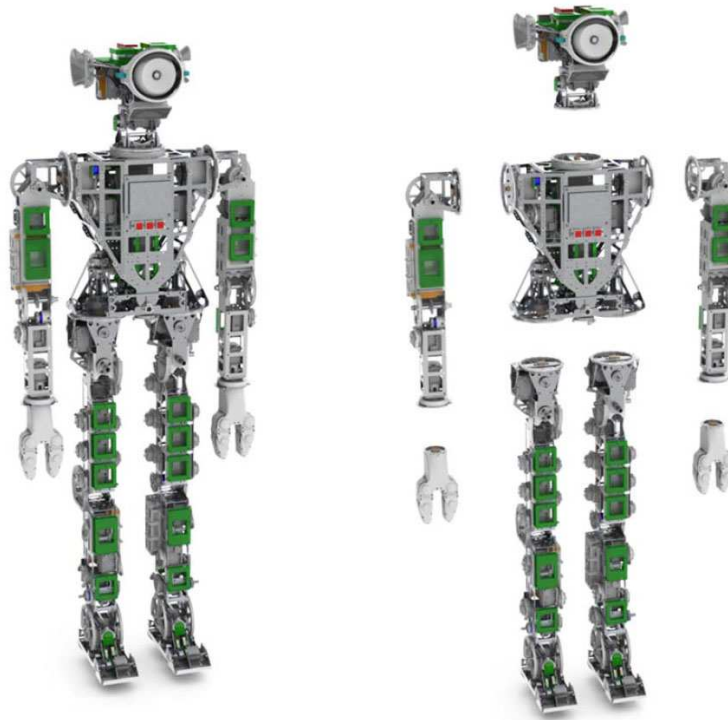


Abbildung 9.2.: Links: Module montiert. Rechts: Module demontiert.

einzelner Module (oder gekoppelter Anordnungen) in isolierten Experimenten.

3) Robustheit

Zur Beschränkung des Wartungsaufwandes wurde bei der Entwicklung des Myon besonders auf die innere und äußere Robustheit aller Module geachtet. Stark belastete Gelenke verfügen über elastische Elemente, die die Aktoren vor mechanischer Überlastung schützen. Die äußeren Schalen schützen vor Kollisionsschäden bei der Interaktion der Module untereinander oder mit der Umwelt.

4) Wartungs- und Bedienfreundlichkeit

Um den Roboter rasch in Betrieb nehmen und mit ihm arbeiten zu können, wurde großen Wert auf eine bedienfreundliche Mechanik, Elektronik und Software gelegt. Außerdem werden Wartungszeiten durch eine wartungsfreundliche Konstruktion weitestgehend reduziert. Dies wird insbesondere durch den zuvor beschriebenen modularen Aufbau ermöglicht, aber auch durch einfache Demontierbarkeit der Verschalung, leichte Zugänglichkeit der Akkumulatoren und weitere Eigenschaften, die im Laufe dieses Kapitels beschrieben werden.

Durch die konsequente Umsetzung dieser vier Designkonzepte wurde die gesamte Entwicklung und die Fertigung aller fünf Exemplare in nur zwei Jahren umgesetzt. Die Spezifikationen für Kinematik und Sensorik sowie die Funktionsprinzipien einzelner Systemkomponenten werden in den folgenden Teilen dieses Kapitels beschrieben.

9.2. Spezifikationen

Die folgenden allgemeinen Spezifikationen beziehen sich insbesondere auf Kinematik und Sensorik. Auf die interne Signalverarbeitung wie auch die eigens für den Roboter entwickelte Anwendersoftware wird hier nur kurz eingegangen und auf entsprechende ausführlichere Arbeiten verwiesen.

Kinematik

Die Größenvorgabe für den Roboter zielte vor allem auf eine gute Handhabung ab; er sollte also weder zu groß und schwer, noch zu klein und grazil sein. Myon hat ein androgynes Erscheinungsbild, da Geschlechtsmerkmale für seine Einsatzgebiete nicht benötigt werden. Er ist 1,25 m groß, was etwa der Körpergröße eines siebenjährigen Kindes entspricht. Mit einem Gewicht von nur 16,13 kg ist er jedoch wesentlich leichter als ein Mensch dieser Größe.

Die Kinematik des Roboters mit seinen Freiheitsgraden (DOF)² ist in Abbildung 9.3 links dargestellt; ergänzend sind die Positionen der einzelnen DOF sowie ihre Funktion in der Tabelle 9.1 aufgeschlüsselt. Mit Ausnahme der vier DOF im Auge, die durch Mikroservos aktuiert werden – zwei für die Augenbewegung und zwei für die Augenlider – werden alle DOF mit Servomotoren des Typs RX-28 betrieben. Da die Leistungsanforderungen für die einzelnen Gelenke unterschiedlich sind, werden teilweise bis zu vier Servomotoren parallel gekoppelt. Zur Angleichung des Drehmoments an die speziellen Erfordernisse der einzelnen Gelenke werden die Aktoren mancher Antriebe durch zusätzliche Seilzüge übersetzt. Das Zehengelenk ist das einzige passive Gelenk und wird lediglich durch eine Torsionsfeder in eine Richtung vorgespannt. Die Ausrichtung der Gelenkachsen ist analog zu den entsprechenden menschlichen Gelenken, sodass der Roboter alle für seinen Einsatz notwendigen Bewegungen in der gleichen anatomischen Ebene vollzieht wie seine menschliche Vorlage. Die Bezeichnung der Ausrichtung der Gelenkachsen ist vom RPY-Winkel³ zur Beschreibung der räumlichen Orientierung von Flugzeugen abgeleitet. Auf den

²engl. *Degrees of Freedom*

³von engl. *roll-pitch-yaw angle*; entspricht dem Roll-Nick-Gierwinkel aus der Flugsteuerung zur Beschreibung der räumlichen Orientierung eines Flugzeugs

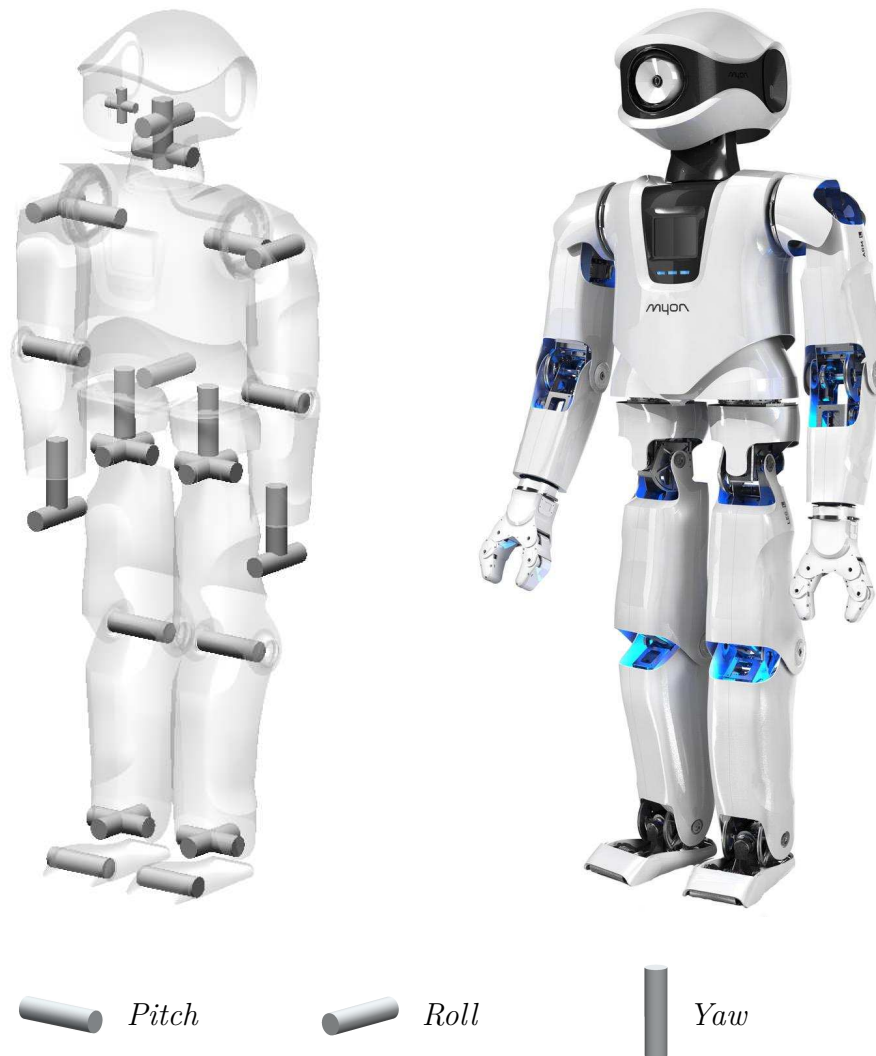


Abbildung 9.3.: Links: Positionen der Gelenke im humanoiden Roboter Myon. Rechts: Bild des Roboters. Im unteren Bereich des Bildes sind die drei unterschiedlichen Ausrichtungen der Gelenke (Pitch, Roll und Yaw) benannt.

Roboter übertragen ermöglicht *Pitch* Bewegungen in der Sagittalebene⁴, *Roll* in der Frontalebene⁵ und *Yaw* in der Transversalebene⁶.

Tabelle 9.1.: Gewichtsverteilung und Aktuierung des Roboters Myon

Körperteil	Masse	Gelenk	DOF	Anzahl Aktoren	Übersetzung
Kopf	1,89 kg	Auge und Augenlid	4	4	1:1
		Hals	3	3	1:1
Arm (2x)	1,47 kg	Schulter	1	1	1:2
		Ellenbogen	1	1	1:2
		Handgelenk	1	1	1:1
Greifer (2x)	0,24 kg	Finger	1	1	-
Torso	3,72 kg	Schulter (2x)	1	2	1:1,65
		Taille	1	1	1:4
		Hüfte (<i>Yaw</i> ; 2x)	1	1	1:2,73
Bein (2x)	3,55 kg	Hüfte (<i>Pitch</i>)	1	3	1:2,5
		Hüfte (<i>Roll</i>)	1	2	1:2,5
		Knie	1	3	1:2,5
		Fußgelenk (<i>Pitch</i>)	1	4	1:2,5
		Fußgelenk (<i>Roll</i>)	1	1	1:2,5
		Zeh (passiv)	1	-	-
Gesamt	16,13 kg		32	48	

Sensorik

Entsprechend der experimentellen Anforderungen in der Neurorobotik ist Myon mit einer Vielzahl von Sensoren ausgerüstet. Insgesamt verfügt er über 238 propriozeptive Sensoren, die Aufschluss über Position und Zustand des Körpers geben. Zur besseren Übersicht sind diese Sensoren in Tabelle 9.2 zusammengestellt. Als exterozeptive Sensoren zur Wahrnehmung der Umwelt verfügt er zusätzlich über ein Kameramodul im Auge sowie ein Mikrofon in jedem Ohr.

⁴vertikale Ebene, von vorn nach hinten verlaufend

⁵vertikale Ebene, von links nach rechts verlaufend

⁶horizontale Ebene

Tabelle 9.2.: Zusammenstellung der propriozeptiven Sensoren des Roboters Myon

Qualität	Position und Messmethode	Messbereich	Auflösung	Anzahl
Winkel	Dynamixel RX-28 Potentiometer Ruderhorn	300°	10 Bit	44
Winkel	Gelenke Potentiometer an ADC121C027	340°	12 Bit	22
Kraft	Fußsohle Faraday-Kraftsensor AD7150	0-100 N	12 Bit	8
Beschleunigung	AccelBoard3D 3-Achs-Beschleunigungssensor MMA7455L	±8 g	10 Bit	3x21
Strom	AccelBoard3D 20 mΩ-Shuntwiderstand in Motorstromzuführung an LMP8601 an ADC des STM32	0 – 8,6 A	12 Bit	36
Spannung	AccelBoard3D ADC des STM32	0 – 26,5 V	12 Bit	21
Temperatur	Dynamixel RX-28 an DC-Motoren	0 – 85°C	1 K	44
Gesamt				238

Massenverteilung

Das Gesamtgewicht des Roboters ist verteilt auf die unterschiedlichen Funktionskomponenten wie Antriebe, Energieversorgung und Skelettbauteile. Die Gewichtsanteile der Komponenten sind in Abbildung 9.4 aufgeführt. Die Gesamtheit der Antriebskomponenten macht 29,7% des Gesamtgewichts aus, mit folgender Verteilung auf die Einzelkomponenten:

- Servomotoren 20,8 %
- Federelemente 4,0 %
- restliche Komponenten 4,9 %

Die Antriebskomponenten haben demnach den größten Gewichtsanteil. Die daraus entstehenden Herausforderungen bei der Entwicklung des Roboters wurden bereits in der Einleitung dieser Arbeit angesprochen.

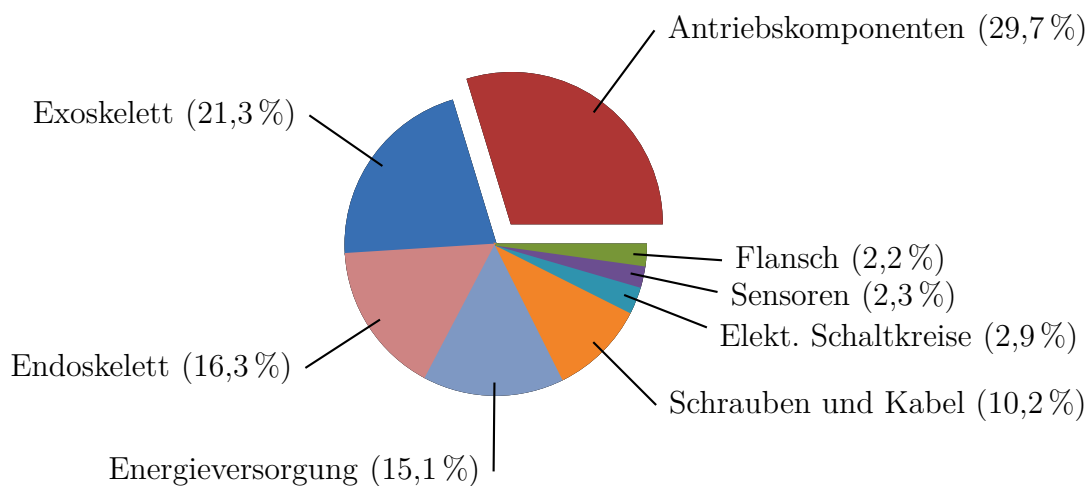


Abbildung 9.4.: Massenverteilung der Funktionskomponenten im Roboter Myon

Dezentrale Datenverarbeitung

Die Datenverarbeitung des Myon geschieht in dezentralen Rechenknoten, die über den gesamten Körper des Roboters verteilt sind. Zu diesem Netzwerk gehören 21 AccelBoard3D (siehe Abschnitt 4.4) sowie ein sogenanntes *BrainModule*. Damit stehen insgesamt 22 Rechenknoten zur Verfügung; maximal könnten 32 Rechenknoten miteinander verbunden werden. Jeder Rechenknoten ist lokal mit den umliegenden Aktoren und Sensoren verbunden. Das Funktionsprinzip der dezentralen Datenverarbeitung wurde als Konsequenz des modularen Aufbaus und der damit

implementierten Designkonzepte entwickelt. Das *BrainModule* ist mit der Kamera und den beiden Mikrofonen verbunden und wird für die Verarbeitung der audiovisuellen Signale sowie für die höhere Verhaltenssteuerung genutzt. Es verfügt über ein FPGA⁷ des Typs Xilinx Virtex-4; dieser ist besonders für die parallele Datenverarbeitung geeignet, was wesentliche Vorteile bei der Verarbeitung audiovisueller Signale bringt. Alle Rechenknoten (die AccelBoard3D und das *BrainModule*) kommunizieren untereinander über einen seriellen Bus des Typs RS485, der auch *SpinalCord* (SC) genannt wird. Der SC wird durch eine leistungsstarke Energieleitung zwischen den Körperteilmodulen ergänzt und wird damit zum XSC (*ExtendedSpinalCord*). Weitere Details zur Architektur der dezentralen Datenverarbeitung werden von Hild et al. [47, 49] sowie Thiele [111] beschrieben.

Anwendersoftware

Zum Erstellen von Programmen für die Verhaltensteuerung des Myon mit seiner dezentralen Rechnerarchitektur wurde die Anwendersoftware *BrainDesigner* von Hild und Thiele im Labor für Neurorobotik (NRL) entwickelt [49, 111]. Diese ist speziell für die Signalverarbeitung auf Basis neuronaler Netzwerke ausgelegt. Die Software *BrainDesigner* bietet eine grafische Benutzeroberfläche und einen einfachen Arbeitsfluss für das Anlegen neuronaler Netzwerke sowie deren Erprobung und Übertragung auf den Roboter. Der *BrainDesigner* unterstützt zwei Modi für den Betrieb des Roboters: Einerseits kann der Roboter mit einem PC verbunden werden, auf dem das neuronale Netzwerk berechnet und der Roboter angesteuert wird; andererseits kann das Netzwerk direkt auf die Rechenknoten im Roboter übertragen werden, wodurch dieser autark arbeiten kann. Auch im autarken Modus ist es möglich, mit einem angeschlossenen PC sämtliche neuronale Aktivitäten in Echtzeit zu verfolgen und ggf. aufzuzeichnen. Eine ausführliche Dokumentation des *BrainDesigners* wird von Thiele in [111] gegeben.

9.3. Duales Skelettsystem

Die Ansprüche an das Skelettsystem von Myon ergeben sich zum einen aus den bereits aufgeführten Designkonzepten, zum anderen aus folgenden Anforderungen:

- geringes Eigengewicht
- hohe Stabilität
- geringer Produktionsaufwand

⁷engl. *Field Programmable Gate Array*: ein integrierter Schaltkreis (IC) mit frei konfigurierbarer Funktionsstruktur der Logikbausteine; bei herkömmlichen ICs ist diese vorgegeben und unveränderlich.

- kostengünstige Herstellung

Um diese erfüllen zu können, wurden zwei sich ergänzende Teilsysteme entwickelt: Endoskelett und Exoskelett. Beide erfüllen jeweils einen bestimmten Teil der gegebenen Anforderungen; zusammen bieten sie so alle für den Betrieb des Roboters notwendigen Eigenschaften. Aufbau und Eigenschaften beider Skelettsysteme werden im Folgenden beschrieben.

Endoskelett

Der Aufbau des Endoskeletts ist funktionell an das Knochenskelett der Säugetiere angelehnt. Bei diesen befinden sich die tragenden Strukturen in Form von Knochen im Inneren des Körpers und tragen die umliegenden Muskeln und anderen Weichteile. Dementsprechend ist das Endoskelett des Myon vorwiegend im Inneren der Körperteilmodule positioniert, und Antriebe, Sensoren, Akkumulatoren und elektronische Schaltkreise sind um dieses herum montiert.

Das Endoskelett des Myon besteht aus gefrästen und gebogenen Aluminiumblechen, die durch Blindniete verbunden sind. Es gewährleistet eine Grundstabilität und ermöglicht den Betrieb des Roboters sogar ohne Exoskelett (siehe nächster Abschnitt). Abbildung 9.2 zeigt Myon mit Endoskelett, ohne die Schalen des Exoskeletts. Das Endoskelett erleichtert die Wartung aller internen Systemkomponenten, da es diese kaum nach außen abschirmt. Es nimmt insbesondere Zug-, Druck- und Biegebelastungen auf. Bestehend aus 0,5 mm und 1,0 mm dicken Aluminiumblechen hat es ein geringes Eigengewicht von nur 2,63 kg. Zudem ist es kostengünstig herzustellen, da lediglich eine zweidimensionale Konturbearbeitung für die Bleche nötig ist – im Gegensatz zu einer dreidimensionalen Bearbeitung zur Fertigung von Volumenkörpern.

Um den Aufwand für das Biegen der Blechteile auf ein Minimum zu reduzieren, wurde eine spezielle Verbindungstechnik mit Blindnieten und speziell angepassten Unterlegscheiben für die Montage der Bleche entwickelt. Derartige Verbindungen werden in Abbildung 9.5 gezeigt. Damit können zwei Bleche lotrecht ohne zusätzliche Biegung miteinander verbunden werden. Für die Verbindung wird lediglich eine pilzförmige Nut am Rand des Bleches platziert, in die eine geschlitzte Unterlegscheibe (Schlitzscheibe) eingesetzt wird. Am Gegenblech ist nur ein Durchgangsloch für die Blindniet an der Verbindungsstelle nötig. Das bringt zusätzlich den Vorteil, dass die Kräfte zwischen den Blechen zentrisch⁸ übertragen werden. In-

⁸Für eine herkömmliche lotrechte Verbindung zweier Bleche wäre eine rechtwinklig gebogene Lasche nötig, die durch Niete oder Schrauben mit dem Gegenblech verbunden wird. Da der Verbindungspunkt der Niet oder Schraube nicht in der Ebene des gelaschten Bleches liegt, wird die Last nicht zentrisch übertragen und die Lasche könnte sich durch Zugbeanspruchung vom Gegenblech abheben.

folgedessen ist die Verbindung sehr steif. Um die entstandenen Verbindungspunkte gegen seitliches Verrutschen zu sichern, sind an der Verbindungslinie der Bleche Nut-Nase-Arretierungen platziert, wie ebenfalls in Abbildung 9.5 erkennbar.

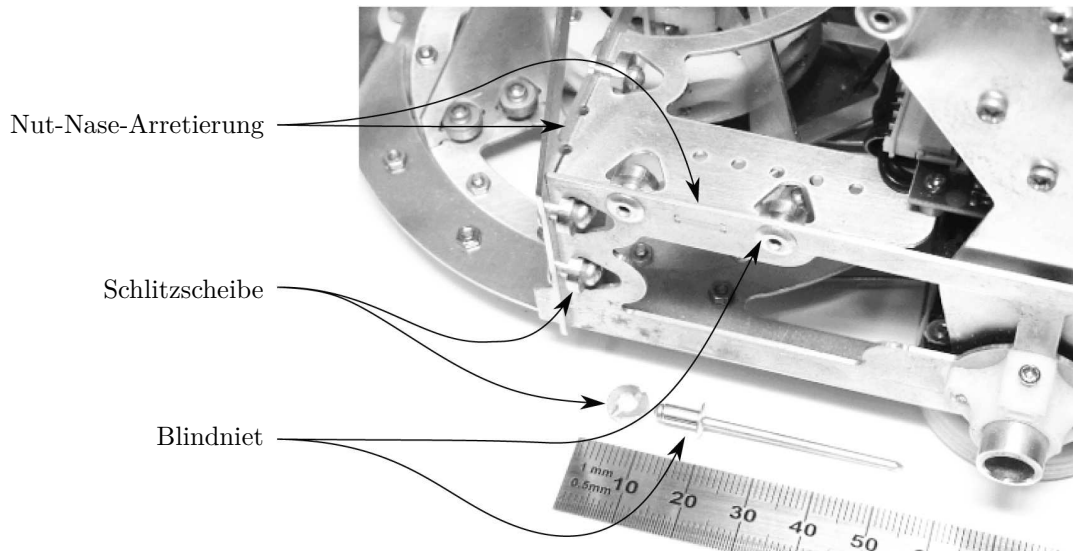


Abbildung 9.5.: Detailfoto des Endoskeletts im vorderen Bereich der unteren linken Hüfte. Es sind mehrere Nietverbindungen zu erkennen, die die einzelnen Aluminiumbleche verbinden. Im unteren Bereich des Bildes sind die Abmessungen von Schlitzscheibe und Blindniet veranschaulicht.

Exoskelett

Das Exoskelett stellt die äußere Hülle des Roboters dar, ähnlich dem Schalenskelett von Insekten. Das Exoskelett wurde vom Kölner Designbüro Frackenhohl Poulheim in Kooperation mit dem Labor für Neurorobotik sowie dem Unternehmen Bayer MaterialScience entworfen, welches auch die Materialien und Fertigungstechniken zur Herstellung des Exoskeletts bereitstellte. Als Material dienen Kunststoffplatten mit zwei unterschiedlichen Schichten; die innere Schicht besteht aus glasfaserverstärktem, die äußere Schicht aus transparentem Polycarbonat. Die innere Schicht verleiht den Platten eine hohe Festigkeit und Steifigkeit; die äußere Schicht stellt eine ästhetische Oberflächenveredelung dar. Beide Schichten wurden in einem speziellen Extruder koextrudiert. Durch diese Produktionstechnik wird die äußere Schicht – im Vergleich zu einer Lackierung – extrem widerstandsfähig gegen Beschädigungen. Die Platten wurden im Vakuumtiefziehverfahren auf Positivformen aufgezogen, um sie dreidimensional zu formen; anschließend wurde das überstehende Material abgefräst. Da die innere Schicht der Platten glasfaserverstärkt ist, weist diese einen anderen Wärmehausdehnungskoeffizienten auf als die äußere Schicht. Dies führte beim Tiefziehen der Platten zu einem geringfügigen

Verzug der Schalen nach dem Abkühlen. Da beim Exoskelett der Anspruch an die Form- und Maßhaltigkeit nicht so hoch ist wie beim Endoskelett, konnten die Schalen dennoch verwendet werden. Abbildung 9.6 zeigt drei Fertigungsschritte am Beispiel der Kopfschale: Konstruktion (links), Positivform (Mitte) und Fertigteil (rechts). Aus Designgründen erhielt die Schale eine partielle Schwarzlackierung.

Für die Wartung muss das Exoskelett abnehmbar sein; es besteht deshalb aus jeweils zwei Halbschalen für jedes Körpersegment, z. B. Oberarm oder Schienbein. An den Kontaktkanten befinden sich reißverschlussartige Verbindungselemente, so dass die Halbschalen ohne zusätzliche Arbeitsschritte voneinander getrennt werden können. Zusätzlich ist das Exoskelett punktuell mit dem Endoskelett verbunden, und zwar an dessen Achsen und an den Enden der Körperteilmodule.

Neben dem ästhetischen Aspekt steigert das Exoskelett erheblich die mechanische Belastbarkeit des Roboters, zum einen durch eine höhere Torsionssteifigkeit der Körperteile, zum anderen durch den mechanischen Schutz der internen Komponenten. Zudem wird die Handhabung des Roboters enorm erleichtert. Exoskelett und Endoskelett ergänzen sich so in ihren Eigenschaften, dass sie miteinander kombiniert alle zu Beginn dieses Abschnitts genannten Anforderungen erfüllen.

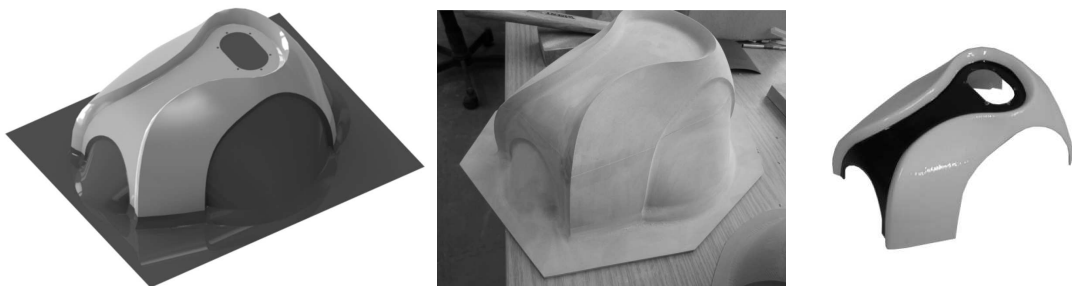


Abbildung 9.6.: Drei Bilder aus dem Herstellungsprozess der linken Kopfschale, als Beispiel für die Fertigungsschritte des Exoskeletts. Links: CAD-Modell. Mitte: 3D-gefräste Positivform. Rechts: fertiges Schalenelement.

9.4. Flansch zur Kopplung der Körperteilmodule

Um die Körperteilmodule einfach und schnell trennen und verbinden zu können, wurde ein spezieller Flansch entwickelt (siehe Abbildung 9.7). Er besteht jeweils aus einem Stecker und einer Buchse; beide Teile sind in Sandwichbauweise aus Aluminiumblechen gefertigt. Für die elektrische Verbindung des XSC befindet sich in der Mitte jedes Flansches ein 15-poliger D-Sub-Stecker. Um hohe Ströme zu erlauben, sind für die Energieübertragung mehrere Pole des Steckers gebündelt.

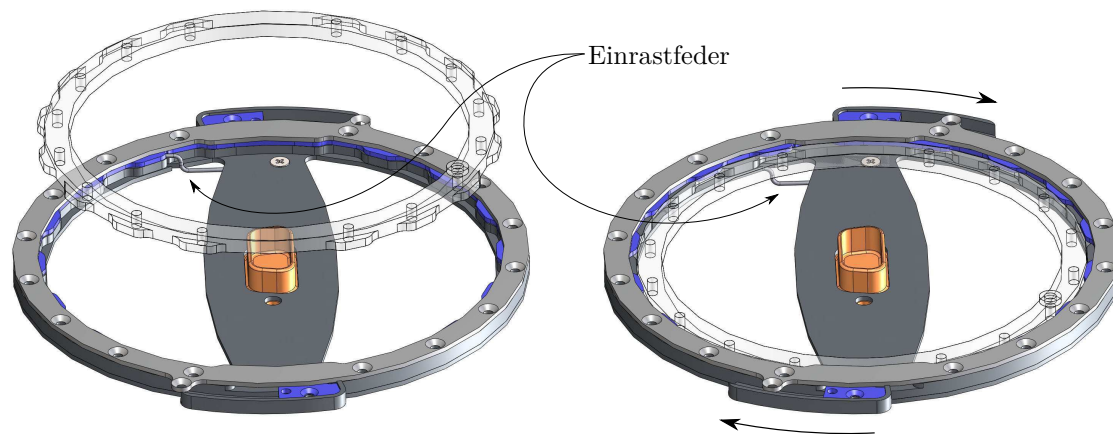


Abbildung 9.7.: Isolierte Darstellung des Flansches, der zur Verbindung der einzelnen Körperteilmodule eingesetzt wird. Zur besseren Anschaulichkeit ist der obere Ring (Stecker) transparent dargestellt. Links: Flansch offen. Rechts: Flansch geschlossen.

Für die mechanische Verbindung sind Stecker und Buchse formschlüssig mit einer radialen Verzahnung versehen. Die Form sowie der relativ große Teilkreisdurchmesser der Verzahnung von 91,4 mm erlaubt die Übertragung hoher Drehmomente. Um auch Zug-, Druck- oder Biegekräfte übertragen zu können, besitzt die Buchse einen Sicherungsring zur axialen Fixierung des Steckers. Für die Montage muss lediglich der Stecker in die Buchse gesteckt werden. Dabei werden zwei den Sicherungsring in Position haltende Einrastfedern nach unten aus ihrer Position gedrückt. Zwei kleine Zugfedern verdrehen den Sicherungsring ein Stück und verriegeln so den Stecker, nachdem dieser ganz in die Endlage gedrückt wurde. Dank dieses automatischen Verriegelungsmechanismus ist es möglich, ohne Zuhilfenahme von Werkzeugen Körperteilmodule miteinander zu verbinden. Aufgrund der direkt am Flansch angebrachten Schalelemente des Exoskelettes und der daraus resultierenden engen Platzverhältnisse im Bereich des Flansches ist bei der Montage auf eine exakte Ausrichtung von Stecker und Buchse zu achten. Um die Handhabung weiter zu vereinfachen, ist eine Weiterentwicklung des Flansches bereits in Planung.

Zur Demontage muss lediglich der Sicherungsring an den beiden Griffen gedreht werden, wodurch die Fixierung gelöst wird. Neben einfacher Funktionsweise und hoher mechanischer Belastbarkeit stellt die Flanschkonstruktion auch den Luftdurchlass für die passive Kühlung der Aktoren bereit. Der Flansch wird in zwei verschiedenen Größen gefertigt – mit einem Außendurchmesser von 60 mm für die Verbindungspunkte an den Handgelenken, und von 103 mm für alle übrigen Module.

9.5. Modulares Antriebssystem mit serieller Elastizität

Für die Entwicklung des modularen Antriebssystems wurden bereits im Vorfeld Designkonzepte erstellt und in ersten Versuchen mit einfachen DC-Getriebemotoren erprobt – näheres hierzu in [95]. Das darauffolgende entwickelte modulare Antriebssystem des Roboters [96] basiert auf Servomotoren des Typs RX-28, wie sie auch für die in dieser Arbeit beschriebenen Experimente verwendet werden. Je nach Gelenk sind die Servomotoren mit vier unterschiedlichen Kupplungen ausgerüstet, über die die Antriebsleistung auf das jeweilige Gelenk übertragen wird. Servomotor und Kupplungstypen werden in Abbildung 9.8 gezeigt. Gelenke, die niedrige Antriebsmomente erfordern, sind direkt über das Ruderhorn des Servomotors (Kupplungstyp 1) mit dem Gelenk verbunden. Zu diesen gehören z. B. zwei Halsgelenke und das Handgelenk. Um höhere Antriebsmomente als das eines einzelnen Servomotors zu ermöglichen, sind die Aktoren stellenweise über Seilzüge mit den Gelenken verbunden und dabei zusätzlich übersetzt. Die jeweiligen Übersetzungen sind in Tabelle 9.1 zusammengestellt.

Für die Seilzugverbindung werden die drei Kupplungstypen 2, 3 und 4 genutzt; mit Typ 2 werden Antrieb und Gelenk starr miteinander verbunden. Die Typen 3 und 4 verfügen über je eine Torsionsfeder, die den Abtrieb des Servomotors mit dem äußeren Ring, auf der das Seil läuft, verbindet; beide Typen unterscheiden sich nur durch die Federkonstanten der Torsionsfedern. Die Federn schützen in erster Linie die empfindlichen Getriebe in den Servomotoren gegen impulsartige Drehmomentlasten. Zum unkomplizierten Einstellen der Seilspannung verfügen sowohl die starre Kupplung (Typ 2) als auch die beiden flexiblen (Typ 3 und 4) über kleine, mit den Seilenden verbundene Linearschlitten mit Stellschrauben. Je nach Belastung kann entweder eine starre Kupplung (Typ 2), eine flexible Federkupplung mit

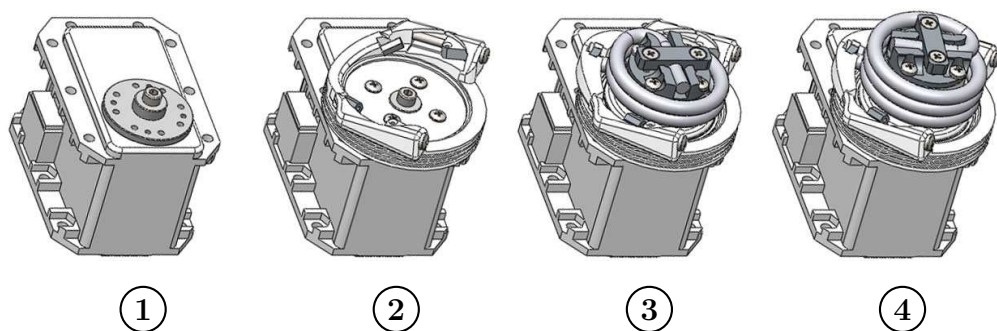


Abbildung 9.8.: Darstellung der vier Kupplungsvarianten des Servomotors RX-28 mit einem Gelenk. 1: Direkte Kupplung mittels Ruderhorn. 2: Starre Kupplung mit Seillaufrolle. 3: Elastische Kupplung mit Seillaufrolle. 4: Elastische Kupplung mit Seillaufrolle und erhöhter Elastizität.

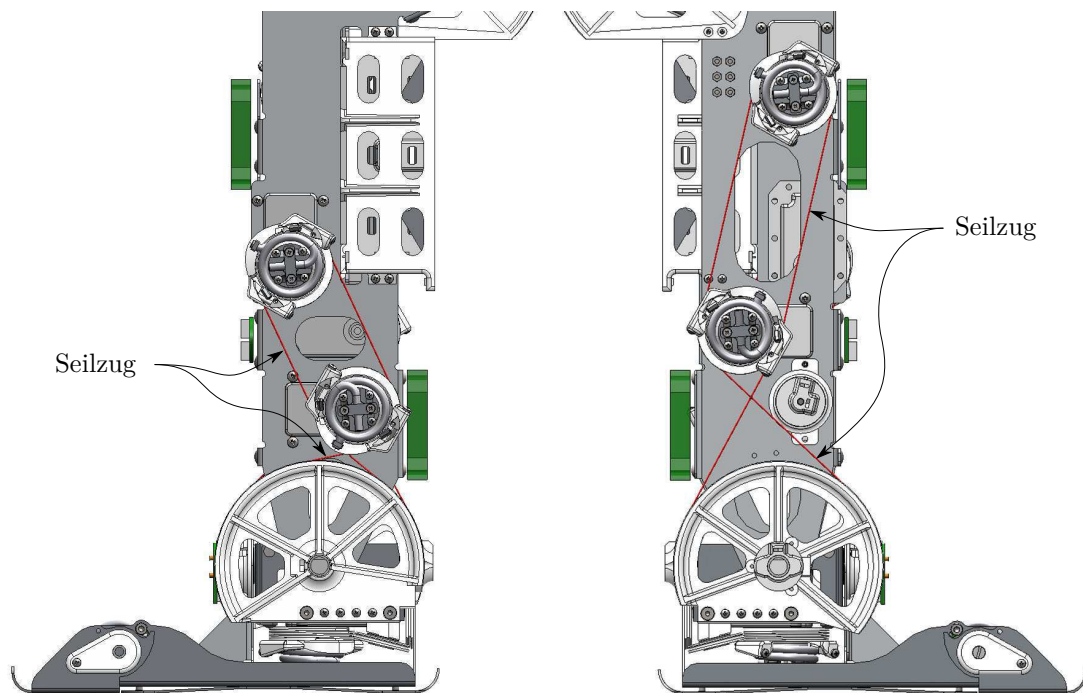


Abbildung 9.9.: Exemplarische Antriebsanordnung am Beispiel des Sprunggelenks. Links: Beininnenseite. Rechts: Beinaußenseite.

hoher Steifigkeit (Typ 3) oder eine Federkupplung mit niedriger Steifigkeit (Typ 4) eingesetzt werden. Reicht trotz zusätzlicher Übersetzung ein Servomotor allein nicht aus, um das erforderliche Drehmoment zu erreichen – z. B. im Kniegelenk –, werden bis zu vier Servomotoren parallel gekoppelt. Zur Kopplung der Servomotoren wird jeder einzelne Seilzug direkt mit der Laufrolle am jeweiligen Gelenk verbunden. Je nach Anordnung der Servomotoren können die Seile auch über die Laufrollen anderer Servomotoren umgelenkt werden.

Als Beispiel zeigt Abbildung 9.9 die Innen- und Außenseite eines Fuß- oder Sprunggelenks. Dieses ist mit insgesamt vier Servomotoren verbunden. Da eine Seite des Schienbeines nicht ausreichend Raum für alle Seilführungen bietet, wurden diese auf beide Seiten verteilt. Das Gelenk ist deshalb mit zwei großen Seilrollen ausgerüstet, über die jeweils ein Verbindungsseil für zwei Servomotoren geführt wird. Die Seile der oberen beiden Servomotoren werden über die Kupplungsrollen der beiden unteren Servomotoren umgelenkt und dann X-förmig mit den Seilrollen des Gelenks verbunden. Die X-förmige Seilführung hat zwei Vorteile: Erstens wird die Last verringert, die infolge der Seilkraft die unteren Servomotoren und das Gelenk zusammenziehen; zweitens ermöglicht diese Seilführung einen vergrößerten Aktionswinkel des Gelenks, ohne dass die Anbringung der Seile an den Seilrollen des Gelenks geändert werden muss. Als Nachteil bei dieser Seilführung ist zu nennen, dass sich die Seile an den Kreuzungspunkten berühren können. Dies führt bei

den verwendeten Stahlseilen stellenweise zum Knarzen der Seile.

Am Aufbau des Antriebs für dieses Gelenk ist der gestalterische Freiraum gut zu erkennen, den die Seilzugverbindungen zusammen mit den parallel gekoppelten Servomotoren bieten. Dadurch kann der zur Verfügung stehende Raum optimal ausgenutzt werden. Würde ein einzelner entsprechend groß dimensionierter Antrieb direkt mit dem Gelenk verbunden werden müssen, gäbe es erhebliche Platzprobleme bei der Konstruktion des Gelenks.

Da Gelenke mit Seilzugsystemen einen unkomplizierten Austausch der Kupplungen ermöglichen, besteht zusätzlich die Option, neue Kupplungstypen im Roboter zu erproben und einzusetzen. So wurden bereits zwei neue Typen – sogenannte bidirektionale Freilaufkupplungen – entwickelt und in ersten Versuchen erprobt. Funktion und Aufbau beider Kupplungen sind in den Arbeiten von Geppert, Hild und Siedel nachzulesen [35, 48, 97].

9.6. Verteilte Energieversorgung

Wie eingangs beschrieben, beinhaltet das Designkonzept der Modularität, dass alle Körperteilmodule autonom funktionieren. Dies erfordert eine eigene Energieversorgung für jedes Modul. Da auch im Batteriebetrieb alle Körperteilmodule sofort und zeitlich uneingeschränkt einsetzbar sein sollen, müssen die Akkumulatoren schnell und einfach auszutauschen sein. Zu diesem Zweck wurde ein spezielles Akkumulatorsystem als modulare Komponente entwickelt, die in einheitlicher Ausführung im gesamten Roboter verwendet wird.

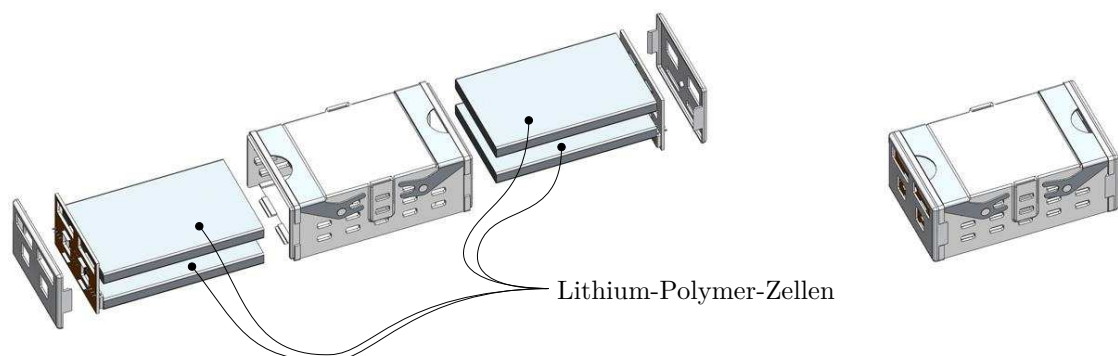


Abbildung 9.10.: Links: Aufbau des Akkumulatorpaketes mit vier Lithium-Polymer-Zellen. Rechts: montiertes Akkumulatorpaket.

Das System besteht aus einem Akkumulatorpaket (siehe Abbildung 9.10) und einer speziellen Halterung (siehe Abbildung 9.11 links). Für das Paket werden Lithium-Polymer-Zellen mit einer Leistung von 3550 mAh und einer nominalen

Spannung von 3,7 V verwendet. Um die erforderliche Betriebsspannung von 14,8 V zu erzeugen, enthält ein Paket vier seriell verbundene Zellen. Zur thermischen Überwachung befinden sich zwei Temperatursensoren zwischen den Zellen. Das Gehäuse des Pakets sowie die Halterungen bestehen aus 3D-gedrucktem ABS⁹-Kunststoff.

Zum Befestigen des Pakets in den Halterungen dienen zwei am Paketgehäuse angebrachte Aluminiumhebel. Die Montage der Pakete wird in Abbildung 9.11 exemplarisch am Torso gezeigt. Vor der Montage müssen lediglich beide Hebel ausgeklappt werden. Nach Einführen des Pakets in die Halterung werden beide Hebel zum Verriegeln nach unten geklappt. Zum Austauschen der Akkumulatoren werden beide Hebel wieder angehoben, wodurch das Paket automatisch nach außen geschoben wird.

Die in der ersten Version des Akkumulatorsystems verwendeten Stiftleistenkontakte erforderten eine sehr genaue Ausrichtung des Pakets beim Einschieben in die Halterung, so dass es nach wiederholter Montage zu Kontaktproblemen durch Verbiegen der Stiftleistenkontakte kam. In der aktuellen Version werden deshalb Federkontakte verwendet, die deutlich toleranter gegenüber Positionsungenauigkeiten sind und damit eine sichere elektrische Verbindung garantieren.

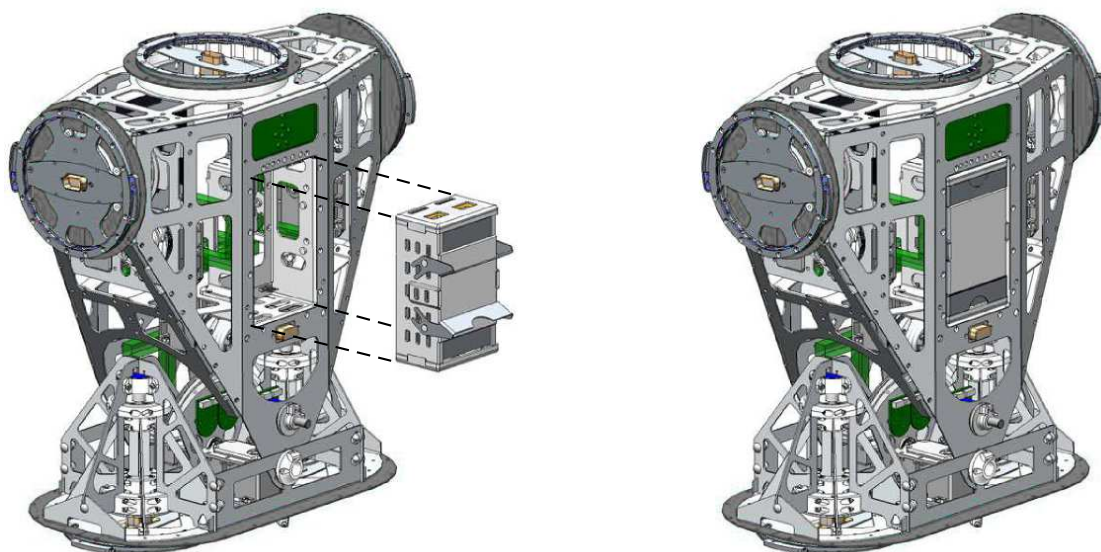


Abbildung 9.11.: *Einschub des Akkumulatorpakets am Beispiel des Torsos. Links: Rückseite des Torsos mit leerem Akkumulatorschacht und Akkumulatorpaket. Rechts: Rückseite des Torsos mit eingestecktem und verriegeltem Akkumulatorpaket.*

⁹ Acrylnitril-Butadien-Styrol

Für das Energiemanagement im Roboter verfügt jedes Körperteilmodul neben den AccelBoard3D ein sogenanntes *PowerModule*. Dieses verfügt über eine Schmelzsicherung, die die Schaltkreise und Akkumulatoren gegen Überlastung sichert, sowie über ein sogenanntes *Power Path Controller* des Typs LTC4412, das automatisch und nahezu verlustfrei zwischen externer (Netzteil) und interner Energieversorgung (Akkumulatoren) umschaltet – je nachdem, welche Energiequelle die jeweils höhere Betriebsspannung hat. Sind die einzelnen Körperteilmodule miteinander verbunden und alle Akkumulatorpakete eingesteckt, gleichen sich demzufolge die Ladestände aller Pakete automatisch aus, da immer auf das Paket mit der höchsten Betriebsspannung umgeschaltet wird. Auf dem momentanen Entwicklungsstand erfolgt das Aufladen der Akkumulatoren an externen Ladestationen; das Aufladen im Roboter wurde jedoch bereits in die Entwicklung einbezogen und vorbereitet. Dank der bereits erfolgten Weiterentwicklung der Akkumulatoren können nun auch die Ladezustände der Zellen direkt am Paket selbst überprüft werden. Zu diesem Zweck verfügen alle neuen Pakete über analoge Schaltkreise, die die Anzeige der Ladestände aller Zellen mittels Taster und LEDs erlauben – unabhängig davon, ob die Pakete montiert sind oder nicht.

9.7. Greifer

Zum Zeigen, Greifen, Gegenstände manipulieren, Sich abstützen oder Festhalten benötigt der Roboter Hände oder Greifer. Bis zur Erstellung der vorliegenden Arbeit wurden bereits drei verschiedene Greifer entwickelt (siehe Abbildung 9.12). Die drei Greifer unterscheiden sich sowohl in ihrer Morphologie als auch in ihrer Funktionsweise, verfügen jedoch über den gleichen Flanschstecker zur Verbindung mit dem Unterarmmodul. Da die Greifer als einziges Funktionsmodul nicht autonom funktionieren müssen, wird über den elektrischen Steckkontakt lediglich der Anschluss eines einzelnen, im jeweiligen Greifer befindlichen Aktors gewährleistet.

Der Dummy-Greifer (Abbildung 9.12 links) ist eine passive Attrappe, die monolithisch im FDM¹⁰-Verfahren hergestellt wurde. Er weist ein sehr niedriges Eigengewicht von nur 52 g auf und ist äußerst robust. Er eignet sich für Zeigebewegungen und zum Krabbeln und stellt eine stabile Kontaktstelle zur Interaktion, z. B. beim Führen oder Stützen, dar. Der Zweipunktgreifer (Abbildung 9.12 Mitte) verfügt dagegen über einen Aktor, mit dem die vier Gelenke der beiden Finger über Seilzüge angetrieben werden. Dieser Greifer wiegt 254 g. Zur Anpassung an unterschiedlich geformte Gegenstände befinden sich serielle Elastizitäten in Form von Torsionsfedern zwischen Aktor und jedem Gelenk. Damit sich der Roboter auch mit diesem Greifer abstützen kann, können die beiden Finger über

¹⁰engl. *Fused Deposition Modeling*, ein 3D-Druckverfahren



Abbildung 9.12.: Gerenderte Aufnahmen der drei Greifertypen, die bisher für den humanoiden Roboter Myon entwickelt und gefertigt wurden. Links: Sehr leichter nichtaktuierter Dummy-Greifer. Mitte: Viergelenkiger Zweipunktgreifer. Rechts: Vierfingergreifer.

90 Grad weit geöffnet werden, so dass sich der Roboter nicht auf die Finger sondern auf die Handinnenfläche stützt. Der Vierfingergreifer (Abbildung 9.12 rechts) repräsentiert die neueste Greiferentwicklung. Dieser Greifer wiegt nur 212 g und ist der menschlichen Hand nachempfunden. Er verfügt wie der Zweipunktgreifer über einen einzelnen Aktor zur Aktuierung der Finger. Der Vierfingergreifer hat sich bisher als am nützlichsten und vielseitigsten in der Anwendung erwiesen; daher wird hier Aufbau und Funktionsweise kurz beschrieben.

Der Vierfingergreifer besteht im Wesentlichen aus einem Flanschstecker (wie in Abschnitt 9.4 beschrieben), einem Servomotor, einer Mittelhandschale und den vier Fingern. Der Greifer ist so aufgebaut, dass an seiner gesamten Außenseite – mit Ausnahme des Flansches – keine Schrauben sichtbar sind, er aber dennoch einfach demontiert werden kann. Die Mittelhandschale besteht aus weißem 3D-gedrucktem ABS-Kunststoff. Zur Vergrößerung der Auflagefläche und Erhöhung der Haftreibung ist in die Handinnenfläche eine 2 mm dicke Zellgummimatte eingelassen; die Finger sind aus schwarz gefärbtem Polyurethan. Die Finger wurden mittels Urformen in einem Stück gegossen; die Negativformen dafür wurden im 3D-Druckverfahren hergestellt. Zur Gewichtsreduzierung wurde die Gussmasse mit einem dichterereduzierenden Füllmaterial gestreckt. Die Fingergelenke ergeben sich durch die Verjüngungen an den Knickstellen.

Für die Funktion des Greifers sind die vier Finger über Zugseile mit einer Kupplung in der Mittelhand verbunden. Der innere Aufbau des Greifers wird in Abbildung 9.13 gezeigt. Die Kupplung ermöglicht zwei unterschiedliche Funktionen: Greifen und Zeigen; beide sind in Abbildung 9.14 veranschaulicht. Zum Greifen dreht der Servomotor aus seiner mittleren Ruheposition heraus nach rechts. Dabei werden alle Seile gleichermaßen in die Kupplung eingezogen. Dreht der Servomotor nach links, werden nur die Seile von Daumen, kleinem Finger und Mittelfinger

eingezogen, nicht aber das Seil des Zeigefingers. Dies wird durch zwei getrennte Seilrollen in der Kupplung ermöglicht. Eine der beiden Seilrollen ist direkt mit dem Servomotor verbunden und steuert die Bewegung von Daumen, kleinem Finger und Mittelfinger. Die zweite Seilrolle für den Zeigefinger wird nur in Linksdrehung mitgeschleppt.

Aufbau und Funktionen des Vierfingergreifers erwiesen sich in der Anwendung als äußerst praktisch. Dank der elastischen Finger und der monolithischen Mittelhandschale ist dieser Greifer sehr robust. Die elastischen Finger bieten zudem eine hohe Adaptivität beim Greifen unterschiedlichster Gegenstände. Infolge der günstigen Hebelverhältnisse in den Seilzügen der Fingergelenke können Stäbe und kleine Objekte sehr fest umgriffen und auch größere Objekte sicher gehalten werden. Auch die differenzierte Funktionsweise des Greifers (Greifen und Zeigen) erwies sich als überaus nützlich, da neben dem Manipulieren von Gegenständen das Zeigen und Deuten häufig geforderte Aufgaben sind.

Beim Ausüben großer Haltekräfte müssen die Seile entsprechend hohe Kräfte übertragen. Dies führte vereinzelt dazu, dass sich die Seile an den Umlenkpunkten in den Fingern durch das Gussmaterial schnitten. Um diese Schwachstelle zu beseitigen, wurden in späteren Versionen Kunststoffelemente eingegossen, die eine sichere und solide Führung der Seile garantieren. Außerdem wurde die Form der



Abbildung 9.13.: Innerer Aufbau des Vierfingergreifers. Für die Ansicht des Servomotors und Seilzugsystems ist die Schale der Mittelhand ausgeblendet.



Abbildung 9.14.: Gerenderte Aufnahmen des Vierfingergrifiers in drei Situationen (offen, zeigend, geschlossen).

Knickstellen in den Fingern iterativ angepasst und verbessert, um die Abwinklung der Gelenke und gleichzeitig die Steifigkeit der Finger zu optimieren. Aufgrund der vielfältigen Einsetzbarkeit der Vierfingerhand werden über die Fertigstellung der vorliegenden Arbeit hinaus Optimierungen von Form und Funktion weiter vorangetrieben.

9.8. Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde der humanoide Roboter Myon vorgestellt. Zu Beginn wurde auf den Einsatzbereich des Roboters sowie die daraus abgeleiteten Designkonzepte eingegangen, an der die Entwicklung ausgerichtet wurde. Anschließend wurden die allgemeinen Spezifikationen hinsichtlich Kinematik, Sensorik, Datenverarbeitung und Anwendersoftware aufgeführt. Insbesondere die als Alleinstellungsmerkmal geltenden mechatronischen Teilsysteme des Roboters wurden detailliert beschrieben. Hierzu gehören das duale Skelettsystem, der Flansch, das modulare Antriebssystem, die dezentrale Energieversorgung sowie die verschiedenen Greifertypen. Insbesondere der wartungsfreundliche modulare Aufbau erweisen sich sowohl in der Entwicklung als auch im Einsatz des Roboters als sehr wertvoll und für weitere Entwicklungen empfehlenswert. Im nächsten Kapitel soll die hybride Steuerung am Beispiel des vorgestellten Roboters praxisnah evaluiert werden.

Kapitel 10.

Hybride Steuerung: Implementation und Evaluation am Beispiel des Roboters Myon

Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte hybride Steuerung soll abschließend praxisnah am humanoiden Roboter Myon evaluiert werden. Myon ist für die Evaluation sehr gut geeignet, da er mit multiaktuierten Gelenken ausgestattet ist. Für die Erprobung wird die in Abschnitt 8.4 beschriebene hybride Steuerung in die Software *BrainDesigner*¹ implementiert. Zur Kalibrierung der Steuerung entsprechend der Funktion der einzelnen Gelenke müssen die Parameter K_1 bis K_6 und T_1 sowie T_2 teilweise neu ermittelt werden; die Einstellregeln dazu sind ebenfalls Gegenstand dieses Kapitels.

Das Kapitel ist wie folgt aufgebaut: Zu Beginn werden die im *BrainDesigner* implementierten Netzwerke der hybriden Steuerung beschrieben. Dazu gehören zunächst die Unterstrukturen, d. h. die PPMS, die DAAV sowie die drei Detektoren zur Kontrolle der Strukturumschaltung, und nachfolgend die übergeordnete Hauptstruktur. Nach der Beschreibung der Implementation werden acht Einstellregeln vorgestellt, mit deren Hilfe die Parameter K_1 bis K_6 und T_1 sowie T_2 für das jeweilige Gelenk ermittelt werden können. Abschließend werden zwei Experimente beschrieben, anhand derer die hybride Steuerung im Roboter Myon erprobt wurde: Im ersten wird der Einfluss der hybriden Steuerung auf die Antriebssysteme des Roboters bei drehmomentintensiven Beinbewegungen untersucht, im zweiten der Einfluss der hybriden Steuerung auf das Verhalten einer sogenannten kognitiven sensomotorischen Schleife (CSL)² am Beispiel eines einzelnen Beinmoduls.

¹siehe Abschnitt 9.2

²engl. *Cognitive Sensomotoric Loop*: Regelschleifen mit kognitiven Eigenschaften, die zur dynamischen Ansteuerung eines Motors verwendet werden können [20]

10.1. Implementation der hybriden Steuerung

Wie in Kapitel 9 beschrieben, werden die Gelenke des Roboters entweder durch einen einzelnen Aktor oder durch mehrere parallel gekoppelte Aktoren angetrieben. Für alle multiaktuierten Gelenke wird die hybride Steuerung gemäß Abschnitt 8.4 im *BrainDesigner* implementiert. Im Falle einfach aktuierter Gelenke kann die hybride Steuerung jedoch nicht in dieser Funktionsweise angewendet werden. Um bei solchen Gelenken dennoch die hybride Steuerung wenigstens teilweise nutzen zu können, wird ihre Struktur entsprechend angeglichen, indem statt der PPMS die PMS³ eingesetzt und statt der DAAV die konventionelle Referenzsteuerung⁴. Im Interesse der Übersichtlichkeit werden im Folgenden allein die implementierten Strukturen der hybriden Steuerung (nachfolgend als Netze bezeichnet) für den Betrieb von zwei parallel gekoppelten Aktoren detailliert beschrieben. Die für drei oder vier parallel gekoppelte Aktoren angeglichenen Netze – sowie auch jene für die Steuerung eines einzelnen Aktors – finden sich im Anhang A.4.

In allen dargestellten Netzen sind die Funktionseinheiten – beispielsweise die Bereiche (A) bis (D) in Abbildung 10.1 — durch Synapsen⁵ verbunden (in der Abbildung als Pfeil dargestellt). Die Gewichtung der Synapsen wird durch w beschrieben. Im Interesse der Übersichtlichkeit sind alle Gewichtungen $w = 1$ ausgeblendet – also alle Synapsen, die ein Signal mit unveränderter Amplitude und Polarität weiterleiten. Darüber hinaus wird der Arbeitsbereich sämtlicher Sensoreingänge sowie der Steuerspannungen der Aktoren auf den Wertebereich von ± 1 normiert.

Das zum jeweiligen Netz gehörende Blockschaltbild wird in den nachfolgenden Abbildungen rechts oben gezeigt.

Phasenverschobene pulsmodierte Steuerung für zwei Aktoren

Die implementierte Struktur der PPMS für zwei Aktoren ist in Abbildung 10.1 dargestellt – links im Bild der Eingang, an dem die Referenzspannung U_{ref} anliegt; die grauen Bereiche (A) bis (D) markieren die vier Funktionsblöcke:

Bereich (A): In diesem Bereich wird die Basisschwingung generiert. Dafür erzeugt ein SO(2)-Oszillator⁶ eine Sinusschwingung mit zwei um $\pi/2$ phasenver-

³siehe Abschnitt 7.3

⁴siehe Abschnitt 7.2

⁵neuronale Verknüpfung, die neben der Weiterleitung von Signalen auch deren Gewichtung erlaubt

⁶neuronal umgesetzter Quadraturoszillator; die Funktionsweise wird detailliert in [43] beschrieben

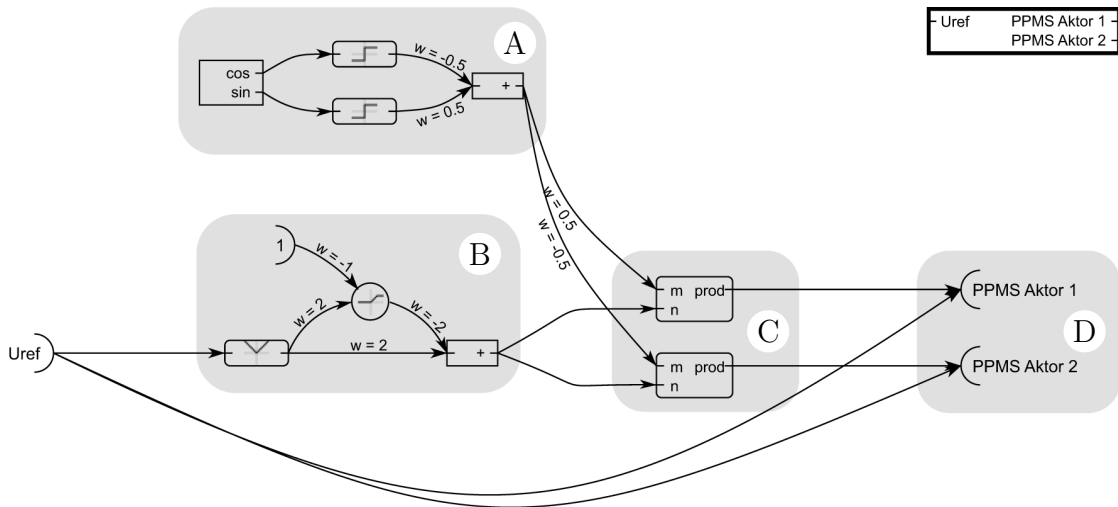


Abbildung 10.1.: Im BrainDesigner implementiertes Netz für die PPMS zweier Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Erzeugung der Basisschwingung (A), Erzeugung der Steueramplitude (B), Amplitudenmodulation der Basisschwingung (C) und Zusammenführung von amplitudenmodulierter Basisschwingung und Eingangssignal (D). Das Blockschaltbild des Netzwerks ist oben rechts abgebildet.

schobenen Abgriffen \sin und \cos . Die Frequenz beträgt hier 25 Hz. Um exakte diskrete Amplitudenverläufe wie in Abschnitt 7.3 beschrieben zu erhalten, werden die Ausgangssignale in zwei Sprungfunktionsblöcken bis zum Wert 1 oder -1 gesättigt. Durch Zusammenführung der entsprechend gewichteten Ausgänge der Sprungfunktionsblöcke im Summationsblock (rechts in Bereich (A)) ergibt sich die diskretisierte Basisschwingung mit der Amplitude ± 1 wie in Abbildung 7.3 aus Abschnitt 7.3 gezeigt.

Bereich (B): Hier wird die Amplitude zur Amplitudenmodulation der Basisschwingung a_B in Abhängigkeit von der Referenzspannung U_{ref} nach der Gleichung 7.3 erzeugt. Dafür wird im linken Funktionsblock des Bereiches (B) der Absolutwert von U_{ref} gebildet; das Ausgangssignal wird mit der Gewichtung $w = 2$ direkt zum rechten Summationsblock weitergeleitet. Damit steigt die Amplitude bis zur Hälfte des Maximums mit doppelter Geschwindigkeit an. Der obere Zweig mit linearer Begrenzungsfunktion reduziert die Amplitude, sobald U_{ref} den Wert $U_{\text{max}}/2$ übersteigt.

Bereich (C): In diesem Bereich werden die Basisschwingung aus Bereich (A) und die Amplitude aus Bereich (B) nach den beiden Gleichungen 7.6 und 7.7 multipliziert. Dies geschieht in zwei Multiplikationsblöcken jeweils separat für jeden Aktor. Die Phasenverschiebung $\varphi = \pi$ zwischen beiden benötigten Basisschwingungen wird einfach durch je einen positiven und einen negativen gewichteten Abgriff der Dreiecksschwingung aus Bereich (A) erzeugt.

Bereich (D): Hier werden die beiden Basisschwingungen zur Referenzspannung U_{ref} addiert. Die modifizierten Steuerwerte liegen direkt an den Ausgängen des jeweiligen Netzes (PPMS Aktor 1 und PPMS Aktor 2) an.

Dynamische asymmetrische Anpassung der Vorspannung für zwei Aktoren

Die DAAV wird wie die PPMS als untergeordnetes Netz erstellt – siehe Abbildung 10.2. Es besteht aus den drei Bereichen (E), (F) und (H), die die dynamische asymmetrische Vorspannung nach den Formeln 6.7 und 6.8 erzeugen. Die Funktion der einzelnen Bereiche wird im Folgenden beschrieben:

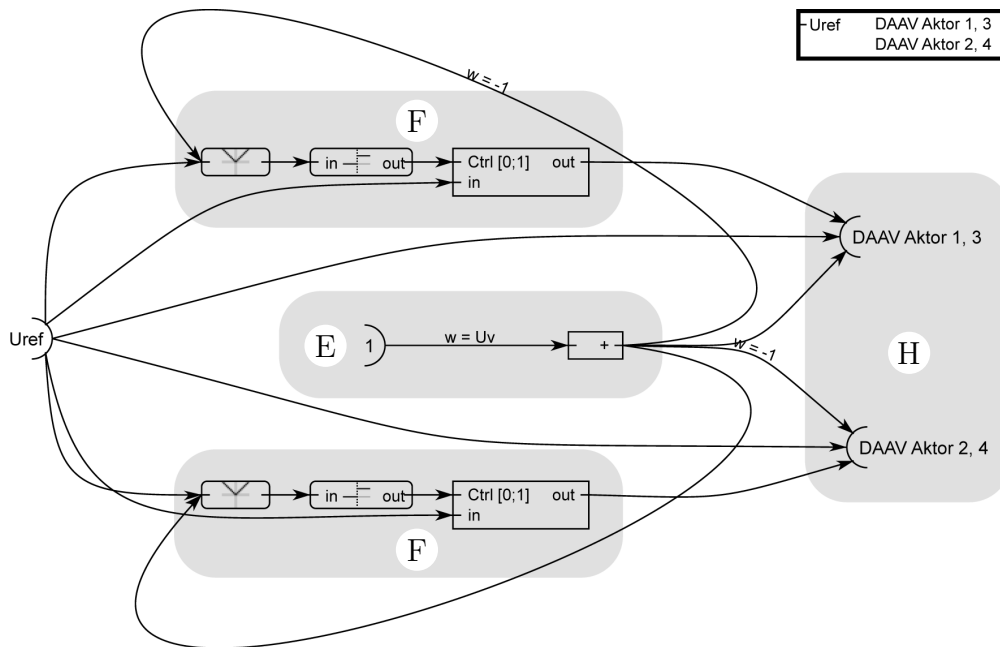


Abbildung 10.2.: Im BrainDesigner implementiertes Netz für die DAAV von zwei oder vier Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Ausgabe der Vorspannung (E), Erzeugung der asymmetrischen Rampensignale (F) und zur Zusammenführung von Rampensignal, Vorspannung und Eingangssignal (H). Das Blockschaltbild des Netzwerks ist oben rechts abgebildet.

Bereich (E): In diesem Bereich wird die Vorspannung U_V als konstanter Wert bereitgestellt, welcher im übergeordneten Netz bestimmt wird.

Bereiche (F): Dieser Bereich steuert die dynamische asymmetrische Verteilung der Vorspannung in Abhängigkeit von der Referenzspannung U_{ref} . Er ist zweimal vorhanden: der obere steuert die asymmetrische Vorspannung für positive

Werte der Referenzspannung $0 \leq U_{\text{ref}} \leq 2U_{\text{min}}$, der untere für negative Werte $-2U_{\text{min}} \leq U_{\text{ref}} \leq 0$. Dafür wird zuerst die Vorspannung U_V von der Referenzspannung U_{ref} abgezogen (oberer Bereich) bzw. zur Referenzspannung addiert (unterer Bereich), und anschließend der Absolutwert gebildet. Der an den Absolutwertgeber angeschlossene Komparator schaltet das Gatter nur ein, wenn das Signal des Absolutwertgebers kleiner als die Vorspannung U_V ist. Folglich wird nur für Werte $0 \leq U_{\text{ref}} \leq 2U_{\text{min}}$ bzw. $-2U_{\text{min}} \leq U_{\text{ref}} \leq 0$ die Referenzspannung U_{ref} an den Ausgang des Gatters weitergeleitet. Ansonsten liefert der Ausgang den Wert 0.

Bereich (H): Hier werden die einzelnen Signale (Referenzspannung U_{ref} , Vorspannung U_V und zusätzliche asymmetrische Vorspannung) zusammengeführt. Dies geschieht für beide Aktoren getrennt. Da zur Steuerung von vier Aktoren das DAAV-Signal für je zwei Aktoren gleich ist, muss das Netz dafür nicht erweitert oder modifiziert werden; dementsprechend sind die Signalausgänge für jeweils zwei Aktoren gekennzeichnet. Natürlich können beliebig viele Aktoren auf diese Art gesteuert werden, sofern deren Anzahl N gerade ist (siehe Abschnitt 8.1). Da im Roboter Myon alle Gelenke jedoch nur mit maximal vier Aktoren arbeiten, werden an beiden Ausgängen insgesamt nur vier Aktoren angegeben.

Detektoren

Im Folgenden werden die Netze der drei Detektoren beschrieben, die die Funktionen aus Abschnitt 8.4 darstellen.

1) Unterschreiten kleiner Signalgrößen: Dieser Detektor (siehe Abbildung 10.3) soll von PPMS auf DAAV umschalten, sobald die Referenzspannung U_{ref} unter den Parameter K_1 fällt. Dafür wird zuerst der Absolutwert aus der Referenzspannung U_{ref} gebildet. Anschließend wird der negierte Absolutwert mit dem Parameter K_1 addiert. Der folgende Komparator gibt den Wert 1 aus, wenn dessen Eingangswert größer 0 ist, d. h. wenn K_1 unterschritten wird.

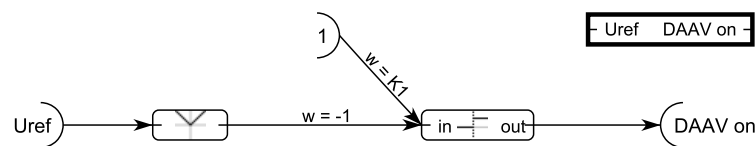


Abbildung 10.3.: Im BrainDesigner implementiertes Netz des Detektors für kleine Signalgrößen. Das Blockschaltbild des Detektors ist oben rechts abgebildet.

2) Hohe Geschwindigkeit: Dieser Detektor (siehe Abbildung 10.4) soll von PPMS auf DAAV umschalten, sobald die Winkelgeschwindigkeit \dot{y} den als Grenzwert festgelegten Parameter K_2 überschreitet. Der Parameter K_2 wird in den Komparator eingegeben. Aus dem Winkel y wird die Winkelgeschwindigkeit \dot{y} durch

numerische Ableitung nach der Formel 5.8 ermittelt und anschließend der Absolutwert der Winkelgeschwindigkeit gebildet. Der folgende Komparator gibt den Wert 1 aus, wenn der Absolutwert der Winkelgeschwindigkeit K_2 übersteigt, ansonsten den Wert 0.

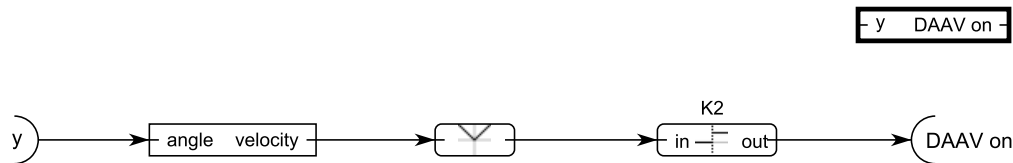


Abbildung 10.4.: Im BrainDesigner implementiertes Netz des Detektors für hohe Geschwindigkeiten. Das Blockschaltbild des Detektors ist oben rechts abgebildet.

3) Statische Positionen: Das Netz des Detektors für statische Positionen wird in Abbildung 10.5 gezeigt. In diesem Netz werden zu Beginn (links im Bild) die Eingangswerte des Winkels y und der Referenzspannung U_{ref} abgeleitet und von beiden der Absolutwert gebildet. Je ein Komparator vergleicht den Absolutwert der Referenzspannung $|\dot{U}_{\text{ref}}|$ mit dem Wert des Parameters K_3 und den Absolutwert der Winkelgeschwindigkeit $|\dot{y}|$ mit dem Wert des Parameters K_4 . Die Parameter K_3 und K_4 werden direkt in die Komparatoren eingegeben. Wird K_3 oder K_4 unterschritten, gibt der entsprechende Komparator den Wert 0 aus. Ein weiterer nachgeschalteter Komparator dient als ODER-Gatter und gibt nur dann den Wert 0 aus, wenn beide vorgeschalteten Komparatoren 0 ausgeben, d. h. beide Parameter K_3 und K_4 unterschritten werden. Danach werden die zeitverzögerten Ausgangssignale A_1 und A_2 nach den beiden Formeln 8.22 und 8.23 gebildet. Dafür wird der Ausgang des ODER-Gatters auf eine sogenannte *Envelop*-Synapse geschaltet, die als Übertragungsfunktion die Hüllkurve (engl. *Envelop*) des Übertragungssignals bildet. Das bewirkt, dass der Signalpegel immer mit der Geschwindigkeit des Signals ansteigt, jedoch nur entsprechend einer e-Funktion mit der Zeitkonstante 0,995 absinkt. Der Ausgangswert wird über einen Summationsblock unverändert an zwei weitere Komparatoren weitergeleitet, die nach Unterschreiten von zwei verschiedenen Schwellwerten von 1 auf 0 schalten; die beiden Schwellwerte entsprechen den Parametern T_1 und T_2 . Der Ausgang des oberen Komparators ist auf eine weitere *Envelop*-Synapse geschaltet. Diese erzeugt das Ausgangssignal A_1 aus der Konstante 1 und der mit K_6 vorgegebenen Zeitkonstante der e-Funktion, wobei der Ausgang der *Envelop*-Synapse negiert ist. Daraus resultierend beträgt der Wert des Ausgangssignals $A_1 = 1$ wenn keine statische Position detektiert wird. Dieser Wert sinkt der e-Funktion folgend auf $A_1 = 0$, nachdem – zeitlich verzögert – eine statische Position erkannt wurde. Das Ausgangssignal A_2 wird auf ähnliche Weise generiert. Die veränderte Gewichtung der auf den Ausgang A_2 geschalteten *Envelop*-Synapse sowie die Eingabe der Konstante 1 und des Parameters $-K_5$ bewirken jedoch, dass der Wert des Ausgangssignals A_2 nicht von 1 auf 0 sinkt wie an A_1 , sondern von 1 auf $1 - K_5$.

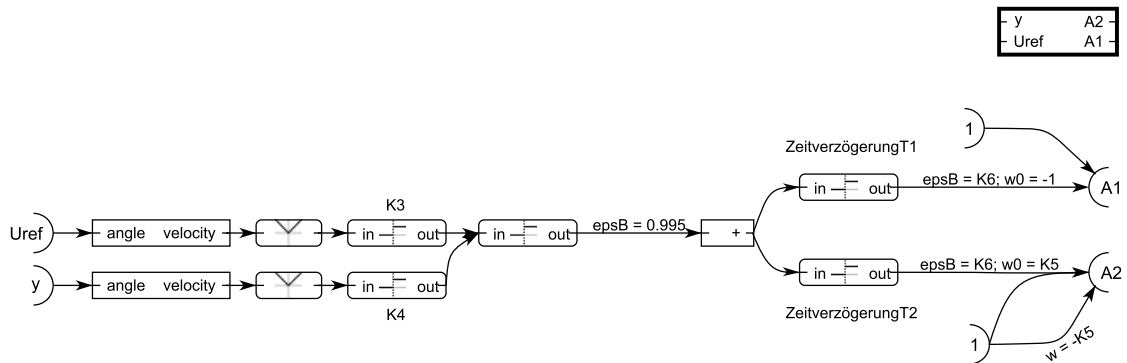


Abbildung 10.5.: Im BrainDesigner implementiertes Netz des Detektors für statische Positionen. Das Blockschaltbild des Detektors ist oben rechts abgebildet.

Hybride Steuerung

Zum Abschluss wird das übergeordnete Netz der hybriden Steuerung beschrieben. Dieses wird in Abbildung 10.6 gezeigt. Das Netz verfügt über zwei Signaleingänge, an denen die Referenzspannung U_{ref} und das Sensorsignal für den Gelenkwinkel y anliegen, sowie zwei Ausgänge für die Steuerspannungen U_1 und U_2 . Zur besseren Veranschaulichung ist auch dieses Netz wieder in grau unterlegte Bereiche aufgeteilt, die mit den Buchstaben (K), (J), (L) und (M) bezeichnet werden. Die Funktion der einzelnen Bereiche wird im Folgenden beschrieben:

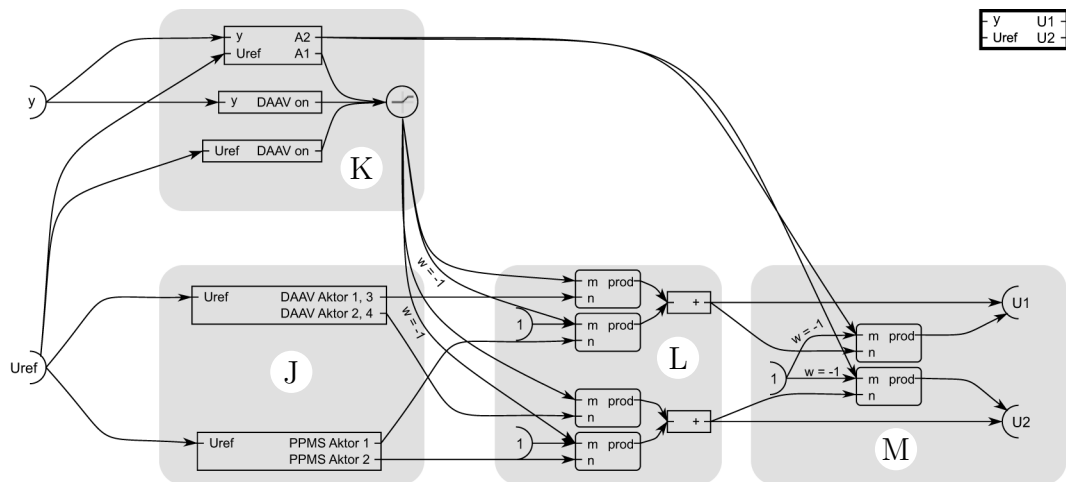


Abbildung 10.6.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur hybriden Steuerung von zwei Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Zusammenführung der drei Detektoren (K), zur Erzeugung der DAAV und PPMS (J), zur Strukturumschaltung zwischen DAAV und PPMS (L) sowie zur Reduktion der Antriebsleistung (M). Das Blockschaltbild des Netzwerks ist oben rechts abgebildet.

Bereich (K): In diesem Bereich befinden sich die drei Detektoren. Diese sind mit einem Neuron verbunden, das die Summe der Eingänge auf den Wertebereich von 0 bis 1 begrenzt. Der Ausgang des Neurons dient als Signal für die interpolierte Strukturumschaltung gemäß Abbildung 8.6.

Bereich (J): Dieser Bereich beinhaltet die beiden Netze der Steuerungsarten DAAV und PPMS, dessen Ausgänge an den Bereich (L) weitergeleitet werden.

Bereich (L): Im Bereich (L) befindet sich die Strukturumschaltung. Diese ist aus vier Multiplikatoren aufgebaut, mit deren Hilfe in Abhängigkeit vom Detektorsignal zwischen DAAV und PPMS umgeschaltet wird.

Bereich (M): Hier werden abschließend die Pegel der Antriebssignale U_1 und U_2 in Abhängigkeit vom Signalpegel am Ausgang A_2 des Detektors für statische Positionen durch zwei Multiplikatoren abgesenkt.

10.2. Einstellregeln zur Konfiguration der hybriden Steuerung

Um mit der hybriden Steuerung ein Robotergelenk anzusteuern, müssen acht Parameter bestimmt werden. Wie aufwendig die Bestimmung der Parameter ist, variiert je nach Aufbau des jeweiligen Antriebs. Entsprechend der mit dem Roboter Myon gewonnenen Erfahrungen ist es meist ausreichend, den Parametersatz für ein repräsentatives Gelenk zu ermitteln. Die Parameter K_2 und K_4 können dann – in Abhängigkeit von gelenkspezifischen Merkmalen wie Antriebsübersetzung, Messbereich des Winkelsensors, oder auch zusätzliche Übersetzung zwischen Winkelsensor und Gelenk – auf alle anderen Gelenke übertragen werden. Die übrigen Parameter sind weniger gelenkspezifisch und können deshalb meist unverändert übernommen werden – vorausgesetzt es wird immer der gleiche Aktortyp verwendet. Im Folgenden werden die Einstellregeln für jeden Parameter systematisch beschrieben:

Parameter K_1 : Dieser Parameter bestimmt das Umschalten von PPMS auf DAAV, sobald die Referenzspannung U_{ref} K_1 unterschreitet. Der Wert für K_1 sollte $2U_{\text{min}}$ betragen, damit die DAAV effektiv arbeitet und das Antriebsverhalten bei niedrigen Geschwindigkeiten linearisiert wird. Ein kleinerer Wert könnte zu stärker nichtlinearem Verhalten bei niedriger Geschwindigkeit führen. Ist der Wert zu hoch, könnte es dagegen zu erhöhter Reibung im Antriebsstrang kommen.

Parameter K_2 : Mit dem Parameter K_2 wird festgelegt, ab welcher Winkelgeschwindigkeit \dot{y} des Gelenks von PPMS auf DAAV umgeschaltet wird. Dafür sollte

das Gelenk unter Last langsam beschleunigt werden. Es ist mit einem niedrigen Wert für K_2 zu beginnen, bei dem tendenziell zu früh auf DAAV umgeschaltet wird. Dies äußert sich, indem unter Last ein *Stick-Slip*-Effekt auftritt, aufgrund dessen der Antrieb ruckartige Bewegungen ausführt. Der Wert von K_2 wird dann so lange gesteigert, bis sich eine gleichmäßige Bewegung unter Last und bei steigender Winkelgeschwindigkeit einstellt. Ist K_2 allerdings zu hoch, kommt es zu einem erhöhten Energieverbrauch bei schnellen Bewegungen, verbunden mit stärkeren Vibrationen des Antriebs. Der Wert des Parameters K_2 kann nach der Gleichung

$$K_{2_b} = K_{2_a} \frac{\alpha_{Se_b} \dot{i}_{An_a} \dot{i}_{Se_b}}{\alpha_{Se_a} \dot{i}_{An_b} \dot{i}_{Se_a}} \quad (10.1)$$

auf andere Gelenke übertragen werden. Index a bezieht sich auf den bekannten Parametersatz für das Bezugsgelenk, für welches K_2 bereits ermittelt wurde; Index b bezieht sich auf den neu zu bestimmenden Parametersatz. α_{Se} bezeichnet den Arbeitsbereich des entsprechenden Winkelsensors, i_{Se} die Übersetzung zwischen Gelenk und Winkelsensor, und i_{An} die Übersetzung zwischen den Aktoren und dem Gelenk. Fallweise ist der auf diese Weise berechnete Parameter K_{2_b} gesondert auszulegen, vor allem wenn sich z. B. Last und Trägheit der bewegten Masse stark vom Bezugsgelenk unterscheidet.

Parameter K_3 : In Verbindung mit K_4 gibt K_3 an, ab wann eine statische Position erreicht ist. K_3 ist dabei der Schwellwert für die Änderungsgeschwindigkeit der absoluten Referenzspannung $|\dot{U}_{ref}|$. Um diesen Parameter unabhängig von der Winkelgeschwindigkeit ermitteln zu können, muss K_4 zuerst so hoch eingestellt werden, dass er in jedem Fall größer als $|\dot{y}|$ ist. Danach ist K_3 so einzustellen, dass bei einer minimal gewünschten Änderungsgeschwindigkeit der Referenzspannung U_{ref} nicht vorzeitig von DAAV auf PPMS umgeschaltet wird und dadurch die Antriebsleistung sinkt.

Parameter K_4 : Nachdem K_3 ermittelt wurde, kann der Parameter K_4 bestimmt werden. Dafür wird der zuvor hoch eingestellte Wert von K_4 schrittweise gesenkt. Nach jedem Schritt soll das Gelenk eine Positionsänderung erfahren und wieder vollständig zur Ruhe kommen, wonach auch die Referenzspannung wieder konstant bleiben soll. Dafür ist es gegebenenfalls notwendig, den Regelkreis zu unterbrechen und die Referenzspannung unabhängig vom Istwinkel zu steuern. Der Wert für K_4 sollte dann so eingestellt werden, dass selbst bei geringen Vibrationen im Gelenk die Winkelgeschwindigkeit $|\dot{y}|$ den Wert von K_4 nicht überschreitet. Analog zum Parameter K_2 und der Formel 10.1 kann auch K_4 nach der folgenden Gleichung auf andere Gelenke übertragen werden:

$$K_{4_b} = K_{4_a} \frac{\alpha_{Se_b} \dot{i}_{An_a} \dot{i}_{Se_b}}{\alpha_{Se_a} \dot{i}_{An_b} \dot{i}_{Se_a}} \quad (10.2)$$

Parameter K_5 : Dieser Parameter steuert die Leistungsabsenkung der Aktoren beim Erreichen statischer Positionen. Um ihn zu ermitteln, kann entsprechend Abschnitt 8.3 vorgegangen werden. Erfahrungsgemäß kann der ermittelte Wert unverändert auf alle Gelenkantriebe übertragen werden.

Parameter K_6 : Mit diesem Parameter wird die Änderungsgeschwindigkeit der Signalpegel an den Ausgängen A_1 und A_2 nach Detektion einer statischen Position eingestellt. Der Wert sollte dabei so gering wie möglich sein, jedoch noch so hoch, dass die Aktoren während des Umschaltens keine ruckartigen Bewegungen ausführen. Andernfalls steigt die Gefahr, dass die Haftreibung nicht ausreicht, um das Gelenk während des Umschaltens in Position zu halten.

Parameter T_1 : Der Parameter T_1 verzögert den Umschaltvorgang von PPMS auf DAAV. Der entsprechende Wert sollte so groß sein, dass der Umschaltvorgang möglichst rauschunempfindlich ist. Es empfiehlt sich T_1 nicht zu gering zu wählen, um unerwünschtes Umschalten bei geringen Geschwindigkeiten zu vermeiden.

Parameter T_2 : In den Experimenten wurde festgestellt, dass unter Last ein Umschalten von PPMS auf DAAV bei gleichzeitiger Reduzierung der Antriebsleistung zu unerwünschter Positionsänderung des Gelenks führt. Daher sollen beide Prozesse um den Parameter T_2 zeitversetzt ablaufen. Dieser Parameter ist demnach so zu wählen, dass bei Absenken der Antriebsleistung das Gelenk seine Position beibehält. Es ist jedoch auch zu beachten, dass bei einem zu hohen Wert das Energiesparpotenzial der Steuerung nicht genutzt wird. Einmal ermittelt kann erfahrungsgemäß auch der Wert des Parameters T_2 unverändert auf alle Gelenke mit gleichem Aktortyp übertragen werden.

Alle für den Betrieb der hybriden Steuerung am Roboter Myon ermittelten Parameter sind im Anhang A.5 zusammengestellt. Ergänzend werden dort auch die gelenkspezifischen Kennwerte aufgeführt.

10.3. Experimente mit dem Roboter Myon

Nach der Beschreibung der implementierten Netze und Einstellregeln der Konfigurationsparameter soll nun die hybride Steuerung am Roboter Myon evaluiert werden. Als Vergleich dient dabei die konventionelle Referenzsteuerung. Da die hybride Steuerung komplexe Eigenschaften aufweist, die sich in jeweils unterschiedlichen Betriebszuständen des Antriebs zeigen, werden im Folgenden zwei verschiedene Experimente beschrieben.

Kniebeuge

Im ersten Experiment soll das Antriebsverhalten unter hoher Last untersucht werden, und zwar mit Gelenken, die ausschließlich multiaktuiert sind. Zu diesem Zweck soll der Roboter eine Kniebeuge ausführen. Dafür sind eine hohe Regelgüte und gleichmäßige Bewegungen nötig, damit der Roboter bei dieser hohen Gelenkbelastung nicht das Gleichgewicht verliert und umkippt. Maßgeblich an der Bewegung beteiligt sind folgende drei Gelenke: Hüftgelenk (*Pitch*)⁷, Kniegelenk⁸ und Fußgelenk (*Pitch*). Hüft- und Kniegelenk werden durch jeweils drei parallel gekoppelte Aktoren betrieben, das Fußgelenk mit vier. Zur Steuerung der Bewegung wird der globale Sollwert w nach Form eines Rampensignals (siehe Abbildung 10.8 oben) vorgegeben. Die Regelung der Gelenke geschieht durch P-Regler. Um die Regeldifferenz so gering wie möglich zu halten, wird zusätzlich zum P-Regler eine winkelabhängige Referenzspannung zur Stellgröße des P-Reglers addiert. Die resultierende Gleichung zur Erzeugung der Referenzspannungen U_{ref} lautet wie folgt:

$$\mathbf{U}_{\text{ref}} = (v \mathbf{d} - \mathbf{y}_{\text{ist}}) \circ \mathbf{K}_{\text{P}} + \sin(\mathbf{y}_{\text{ist}}) \circ \mathbf{h} \quad (10.3)$$

Der resultierende Steuervektor \mathbf{U}_{ref} beschreibt die Referenzspannungen U_{ref} der entsprechenden Gelenke. Der Operator \circ steht für die Bildung des Hadamard-Produkts⁹. Der Vektor \mathbf{d} beschreibt die Faktoren für die Angabe des Sollwertes der beteiligten Gelenke in Abhängigkeit des globalen Sollwertes v . \mathbf{y}_{ist} beschreibt den Ist-Winkel des jeweiligen Gelenks und \mathbf{K}_{P} beschreibt die Faktoren der einzelnen Proportionalregler. Zur Kompensation des Gravitationsmoments wird der Sinus des Ist-Winkels \mathbf{y}_{ist} mit einem Vektor \mathbf{h} für die gelenkspezifischen Lastfaktoren multipliziert und zur Stellgröße des Proportionalreglers addiert. Die Winkelsensoren sind so kalibriert, dass im aufrechten Stand alle Ist-Winkel 0 betragen. In dieser Stellung wirkt kein Gravitationsmoment auf die Gelenke.

Der Versuch startet im aufrechten Stand des Roboters (siehe Abbildung 10.7 links). Dann senkt sich der Roboter innerhalb von ca. 2,5 Sekunden bis zur vorgegebenen maximalen Beugung bei $v = -1$ (siehe Abbildung 10.7 rechts). Diese Position wird ca. 1,5 Sekunden gehalten, bis der Roboter wieder aus der Kniebeuge aufsteht. Abschließend soll der Roboter wieder im aufrechten Stand verharren. Um Schäden durch eventuelles Umfallen zu vermeiden, wird der Roboter bei Verlust des Gleichgewichts seitlich von Hand gestützt. Der Versuch wird je achtmal mit der hybriden Steuerung und mit der Referenzsteuerung durchgeführt. Dabei

⁷zur Benennung der Gelenkausrichtung siehe Abschnitt 9.2

⁸Bei Gelenken mit nur einer Gelenkausrichtung wird diese nicht gesondert angegeben.

⁹elementweise Multiplikation zweier Matrizen oder – wie hier – zweier Vektoren gleicher Größe

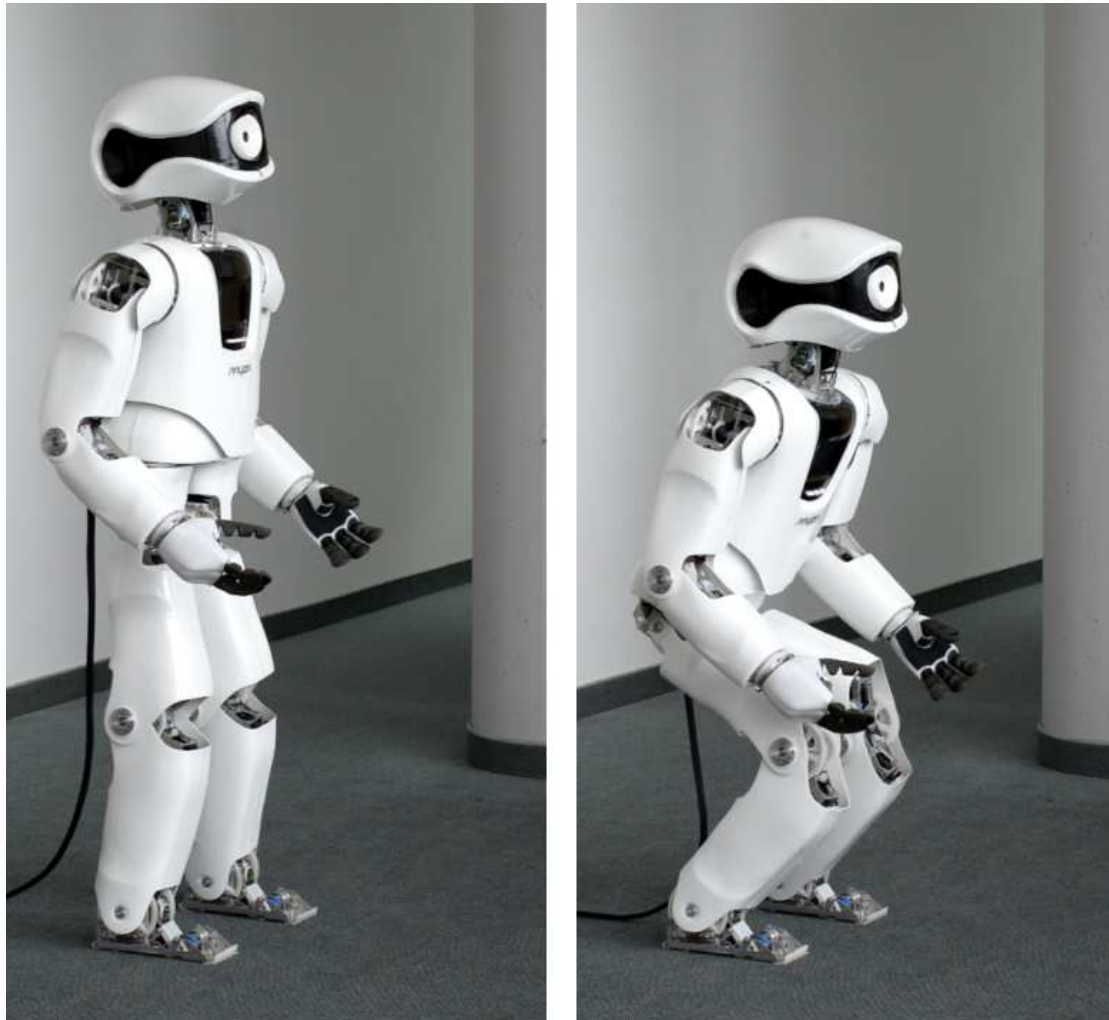


Abbildung 10.7.: Kniebeuge des Roboters Myo. Links: höchste Position, rechts: tiefste Position.

wird die Regeldifferenz e und die Energieaufnahme P für alle an der Kniebeuge beteiligten Gelenke aufgezeichnet. Die Diagramme in Abbildung 10.8 zeigen die Signalverläufe je eines repräsentativen Versuchsdurchlaufs für die hybride Steuerung und für die Referenzsteuerung. Das obere Diagramm zeigt den Verlauf des globalen Sollwertes v , die drei mittleren Diagramme die Regeldifferenzen für die einzelnen Gelenke und das untere die gesamte Energieaufnahme aller beteiligten Gelenke.

Der in den Diagrammen dargestellte Signalverlauf zeigt folgende Eigenschaften: In allen drei Phasen, in denen eine konstante Position gehalten wird, ist die Energieaufnahme mit der hybriden Steuerung geringer als mit der Referenzsteuerung, was auf die Reduktion der Antriebsleistung bei statischer Last (RASL) zurückzuführen ist. In der Absenkphase sind keine nennenswerten Unterschiede im Signalverlauf zu erkennen; diese zeigen sich jedoch deutlich beim Aufstehen: Infolge der hohen Antriebslast kommt es mit der Referenzsteuerung zu den typischen *Stick-Slip*-Effekten, die sich in einem sprunghaften Auf und Ab der Regeldifferenzen zeigen. Zudem kommt es im Hüft- und Kniegelenk zu einem Balanceverlust zwischen linkem und rechtem Bein. Beides führt dazu, dass der Roboter in sieben der acht Versuchsdurchläufe gegen Umfallen gestützt werden musste. Mit der hybriden Steuerung ist ein *Stick-Slip*-Effekt dagegen kaum zu erkennen; die Regeldifferenzen zeigen weitaus geringere Abweichungen. Der Roboter musste bei diesen Versuchsdurchläufen zwar auch einmal gestützt werden, jedoch ist ein deutlicher Fortschritt in der Standsicherheit durch den Einsatz der hybriden Steuerung zu erkennen. Deren Überlegenheit ist auf die Anwendung der PPMS zurückzuführen, wodurch der Einfluss getriebebedingter Reibungseffekte erheblich verringert wird. Darüber hinaus bewirkt die PPMS eine Steigerung des effektiven Antriebsmoments, wodurch die Energieaufnahme sinkt.

Die Auswertung der Versuchsdurchläufe ergab folgende Resultate: Die Energieaufnahme mit Referenzsteuerung beträgt 669 Ws (Standardabweichung 21 Ws), mit hybrider Steuerung nur 580 Ws (Standardabweichung 8 Ws), wobei die Energieaufnahme auch bei jedem Einzeldurchlauf geringer war als mit Referenzsteuerung; die Energieeinsparung gegenüber der Referenzsteuerung beträgt damit 13%. Bei den Regeldifferenzen ist der Unterschied noch größer: mit Referenzsteuerung beträgt die über alle Gelenke gemittelte Regeldifferenz 0,021 rad (Standardabweichung 0,0011 rad), in Grad $1,22^\circ$ (Standardabweichung $0,066^\circ$), mit hybrider Steuerung nur 0,015 rad (Standardabweichung 0,0005 rad), in Grad $0,86^\circ$ (Standardabweichung $0,026^\circ$), d. h. die Regeldifferenz ist mit hybrider Steuerung um 29% geringer. Auch alle Einzelwerte der Regeldifferenz lagen mit hybrider Steuerung unter den mit Referenzsteuerung ermittelten. Bei der Betrachtung der Regeldifferenz zeigt sich mit hybrider Steuerung zudem eine um 60% geringere Standardabweichung, woraus sich eine deutlich verbesserte Wiederholgenauigkeit gegenüber der konventionellen Referenzsteuerung ableiten lässt.

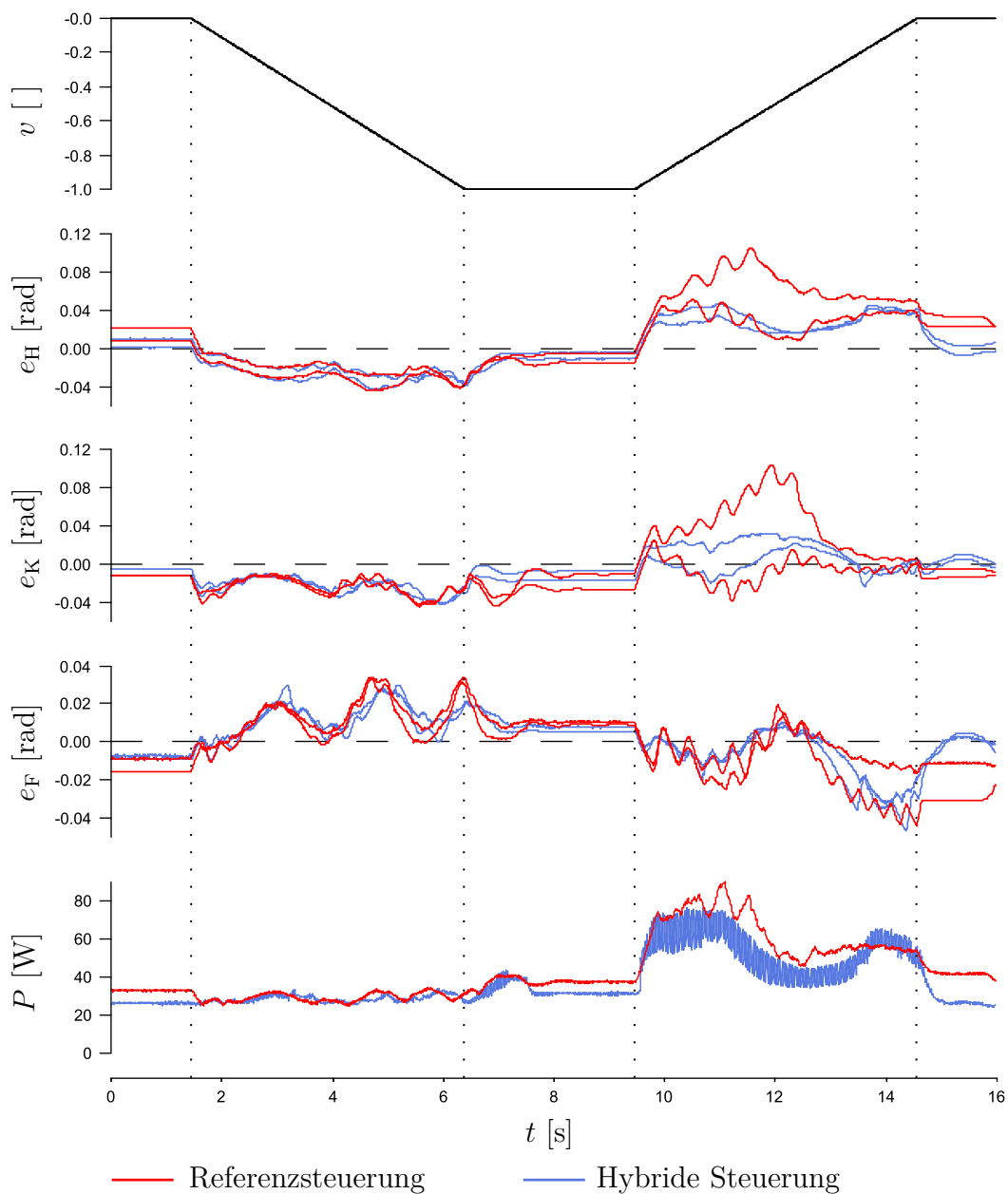


Abbildung 10.8.: Signalverläufe während einer Kniebeuge des Roboters Myon. Das obere Diagramm zeigt den Verlauf der Führungsgröße v . Die drei mittleren Diagramme zeigen die Regelabweichungen von linkem und rechtem Bein in der Hüfte (Pitch) e_H , im Knie e_K sowie im Fußgelenk (Pitch) e_F . Im unteren Diagramm ist die Energieaufnahme aller an der Bewegung beteiligten Antriebe dargestellt. Die roten Kurven zeigen den Signalverlauf mit Referenzsteuerung, die blauen mit hybrider Steuerung.

Aufstehendes Bein

Das erste Experiment mit dem Roboter Myon zeigte das Arbeitsverhalten der Beingelenke unter hoher Last. Im nächsten Experiment wird das Arbeitsverhalten bei niedriger Last und langsamen Bewegungen untersucht. Hierfür soll ein einzelnes Bein eine Aufstehbewegung vollziehen und anschließend im aufrechten Stand balancieren. Der Versuchsablauf und die eingesetzte Regelung basieren auf den Arbeiten von Hild und Kubisch [44, 45, 58].

Ausgehend von den aus diesen Arbeiten gewonnenen Erkenntnissen werden für die Regelung der Gelenke und die Vorgabe der Referenzspannungen für die hybride Steuerung CSLs eingesetzt. Die entsprechende Regelschleife wird in Abbildung 10.9 gezeigt.

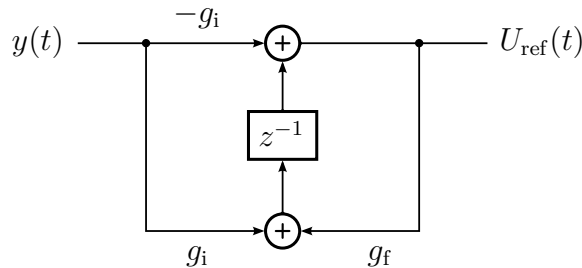


Abbildung 10.9.: Blockschaltbild der CSL. Grafik entsprechend [58].

Die Regelstruktur der CSLs nutzt das Sensorsignal für den Gelenkwinkel $y(t)$ als Eingangswert und gibt am Ausgang die Referenzspannung $U_{\text{ref}}(t)$ aus. Die diskrete Berechnung der Referenzspannung $U_{\text{ref}}(t)$ in Abhängigkeit vom Gelenkwinkel $y(t)$ kann wie folgt vorgenommen werden:

$$U_{\text{ref}}(t) = -g_i y(t) + \left(g_i y(t-1) + g_f U_{\text{ref}}(t-1) \right) \quad (10.4)$$

Der Startwert $U_{\text{ref}}(0)$ beträgt 0. Die Parameter g_i und g_f geben den Funktionsmodus der CSL vor. Die linke Seite mit der Gewichtung des Eingangswertes $-g_i$ und der Gewichtung des Verzögerungsgliedes g_i bildet einen Differenziator mit negativem Vorzeichen. Infolge der Ableitung des Eingangswertes ist die CSL nur von der Geschwindigkeit des Gelenks, nicht aber von dessen absoluter Position abhängig. Die rechte Seite arbeitet als Integrator. In Abhängigkeit von den Parametern g_i und g_f arbeitet die CSL in den beiden Betriebszuständen *Kontraktion* und *Entspannung*. Im Kontraktionsmodus arbeitet das Gelenk entgegen der äußeren Last, beispielsweise in Form von Gewichtslast, Reibung oder Widerstand durch andere Gegenstände. Im Entspannungsmodus ist das Verhalten umgekehrt – das Gelenk arbeitet unterstützend in Richtung der Last.

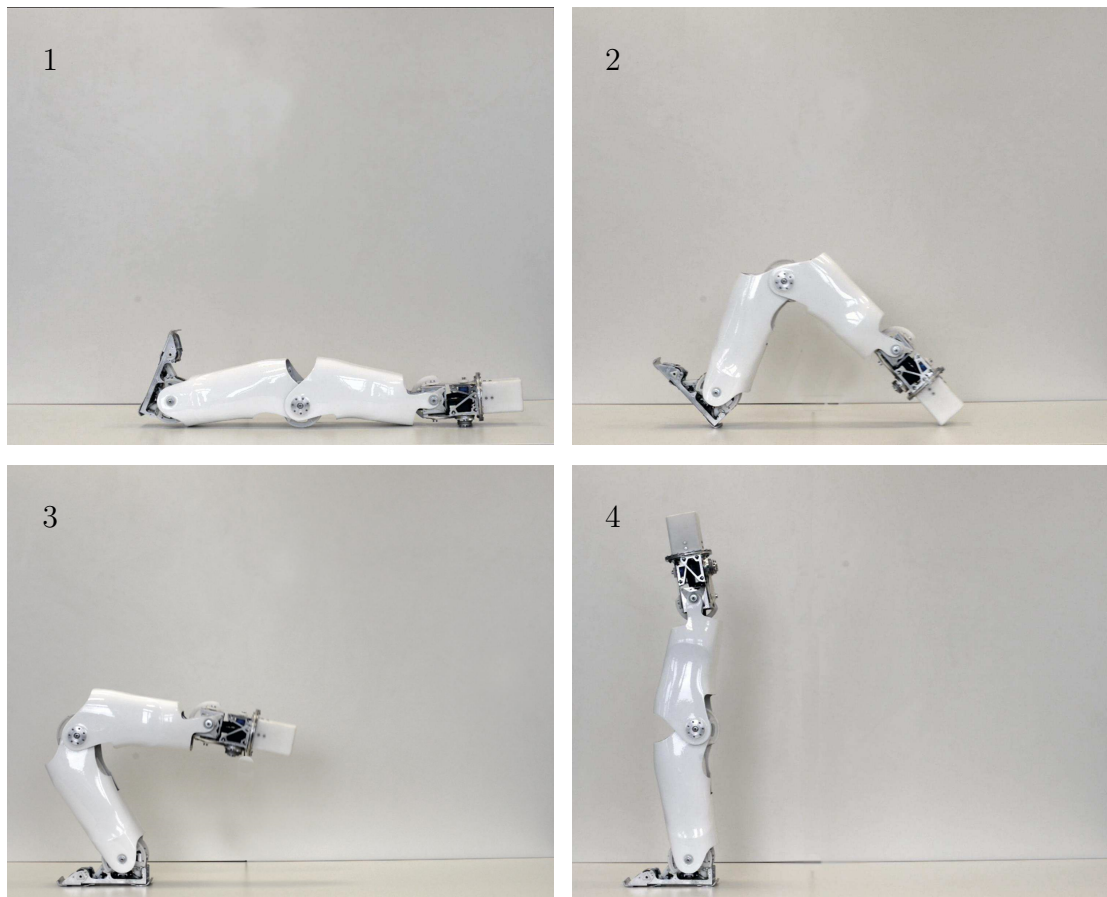


Abbildung 10.10.: Vier Sequenzen der Aufstehbewegung des Roboterbeines. 1) Startposition, 2) Anheben des Knies bis zur Verlagerung des Schwerpunktes auf Ferse und Fuß, 3) Aufrichten des Beines durch Streckung des Kniegelenks, 4) aufrechter Stand.

Für die Aufstehbewegung des Beines werden wieder Hüft- (*Pitch*), Knie- und Fußgelenk (*Pitch*) aktiviert, die jeweils durch eine CSL im Kontraktionsmodus geregelt werden. Somit arbeiten alle drei Gelenke gegen die äußere Last. Die Seitwärtsrichtung (*Roll*) von Hüfte und Fußgelenk wird jeweils über einen P-Regler in Mittelposition – also gerade gestreckt – fixiert.

Der Versuchsablauf wird durch die Fotos in Abbildung 10.10 dokumentiert und im Folgenden beschrieben: Zu Beginn liegt das Bein ausgestreckt auf dem Boden (erstes Bild). Nach Aktivierung der CSLs arbeiten die Antriebe gegen das durch die Gewichtskraft hervorgerufene Drehmoment und winkeln das Kniegelenk an (zweites Bild). Infolge der damit verbundenen Verschiebung des Schwerpunktes kippt das Bein über die Ferse und kommt auf dem Fuß zum Stehen (drittes Bild). Durch das Kippen verschiebt sich der Schwerpunkt weiter auf den Fuß, sodass die aktivierten Gelenke das Bein aufrichten können (viertes Bild). In dieser Position pendelt das Bein leicht hin und her. Das Pendeln ist eine Folge der unterschiedlich starken Lasteinflüsse von Gewichtskraft und Gelenkreibung auf die verschiedenen Gelenke. Das Arbeitsverhalten der Antriebe lässt sich bei diesen kleinen Bewegungen besonders gut beobachten.

Zum Vergleich wird der Versuch einmal mit direkter Weiterleitung der ausgehenden Referenzspannung der CSLs an die Aktoren durchgeführt (Referenzsteuerung), und einmal mit modifizierter Referenzspannung (hybride Steuerung). Um bei den niedrigen Steuerpegeln im aufrechtem Stand des Beines die Antriebe nicht ungewollt zu stoppen, wurde der Energiesparmodus der hybriden Steuerung ausgeschaltet. Das resultierende Verhalten der drei Gelenke wird in Abbildung 10.11 gezeigt.

Die Diagramme zeigen die Verläufe der drei Gelenkwinkel. Bei beiden Durchläufen dauert die Aufstehbewegung nur ca. 15 Sekunden. Anschließend steht das Bein aufrecht und vollführt die beschriebenen Pendelbewegungen. Bewegungen mit niedriger Amplitude weisen auf ein frühes Anfahren der Antriebe und Überwinden der Haftreibung hin, wodurch das Bein stabiler in der Balance bleibt.

Die Maxima der Gelenkwinkel nach Ablauf der Aufstehbewegung sind in den Diagrammen mit horizontalen Punktlinien markiert; die Amplituden der Pendelbewegungen werden jeweils mit y_{diff} angegeben. Mit hybrider Steuerung ist die Pendelbewegung im Knie- und Fußgelenk geringer als mit der Referenzsteuerung. Im Gegensatz zu diesen zeigt das Hüftgelenk keine Pendelbewegung. Das liegt an der geringen Masse des Hüftsegments, derzufolge die Bewegung der Hüfte nach dem Zurückdrehen auf etwa $-0,8$ rad wieder zum Erliegen kommt. Dennoch ist auch bei der Bewegung des Hüftgelenks mit hybrider Steuerung eine kleinere Amplitude und ein geringerer zeitlicher Versatz als bei der Referenzsteuerung zu erkennen.

Mit hybrider Steuerung treten deutlich kleinere Pendelamplituden als mit der Referenzsteuerung auf: beim Hüftgelenk um 21 %, beim Kniegelenk um 43 % und beim Fußgelenk sogar um 50 %. Beim Energieverbrauch zeigt sich hingegen kein nennenswerter Unterschied: mit hybrider Steuerung liegt er um 4 % höher. Der

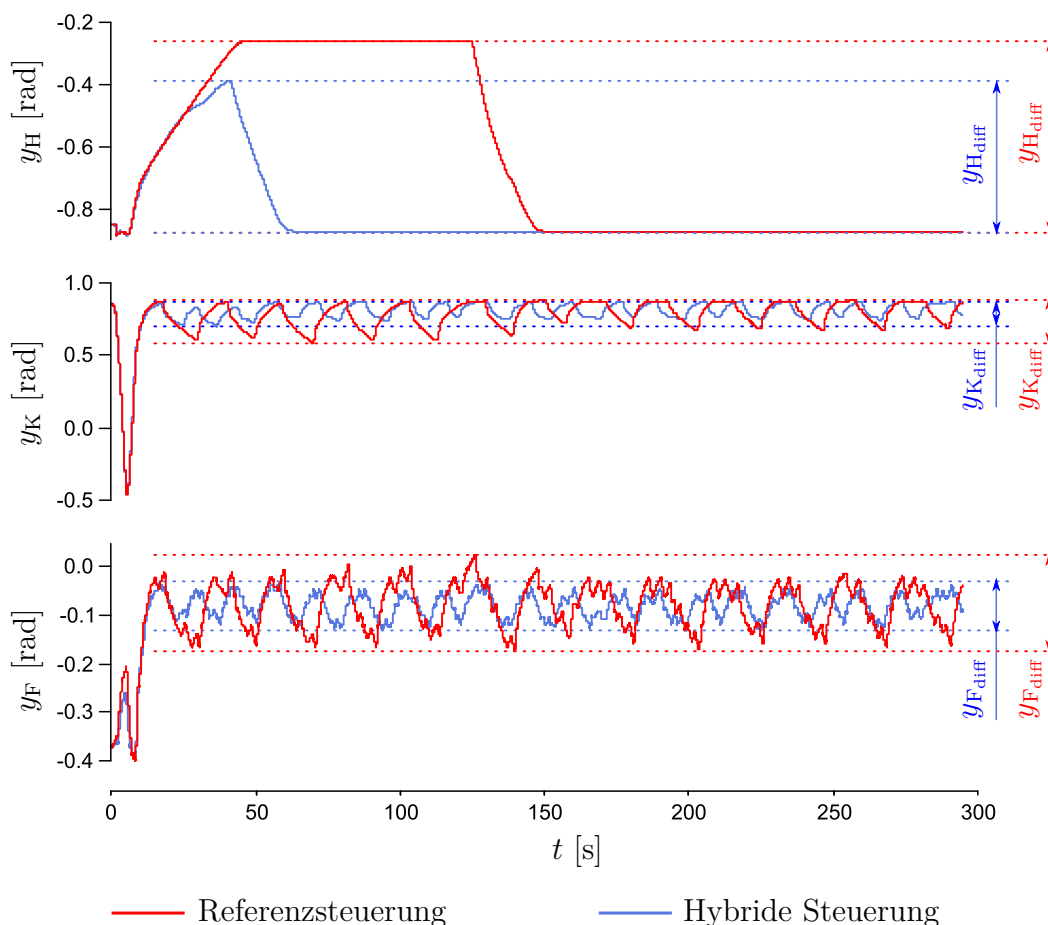


Abbildung 10.11.: Zeitlicher Verlauf der Gelenkwinkel von Hüfte (Pitch), Knie und Fuß (Pitch) bei der Aufstehbewegung eines Roboterbeines. y_{diff} kennzeichnet die Maximalamplituden der Pendelbewegung – ca. 15 Sekunden nach dem Aufrichten – mit Referenzsteuerung (rot) und hybrider Steuerung (blau).

Mehrverbrauch ist auf die höheren Pegel der Steuersignale um den Umkehrpunkt der Gelenkbewegung zur rascheren Überwindung der Haftreibung zurückzuführen. Da die resultierenden Gelenkbewegungen jedoch kleiner sind als mit der Referenzsteuerung, wird der Mehrverbrauch nahezu ausgeglichen.

10.4. Zusammenfassung

Im vorliegenden Kapitel wurde die Implementation sowie Evaluation der hybriden Steuerung am humanoiden Roboter Myon beschrieben. Zur Anwendung der hybriden Steuerung wurde diese mit der Software *BrainDesigner* implementiert. Exemplarisch wurden die erstellten Netze für die Steuerung von zwei parallel gekoppelten Aktoren detailliert beschrieben; weitere Netze für Antriebe mit einem,

drei oder vier Aktoren finden sich ergänzend im Anhang A.4. Anschließend wurde dargestellt, wie die Parameter der hybriden Steuerung bestimmt und auf andere Gelenke übertragen werden können. Die für alle Antriebe des Roboters ermittelten Parameter sind im Anhang A.5 zusammengestellt.

Nach der Beschreibung der Einstellregeln wurden zwei Experimente zur Funktion der hybriden Steuerung am Roboter Myon beschrieben.

Im ersten Experiment wurde der Einfluss der hybriden Steuerung auf die Regelgüte und den Energieverbrauch mit hoher Antriebslast untersucht. Dazu diente eine Kniebeuge des Roboters, da diese Bewegung die Gelenke stark belastet. Verglichen mit der Referenzsteuerung ermöglicht die hybride Steuerung eine gleichmäßigere Bewegung, wodurch die Regeldifferenz um 29 % sinkt. Die Analyse der mehrfach wiederholten Bewegungen zeigte sogar eine um 60 % geringere Standardabweichung, was eine deutlich größere Wiederholgenauigkeit widerspiegelt. Durch den Einsatz der PPMS und die Reduktion der Antriebsleistung bei statischen Positionen sinkt auch der Energieverbrauch im Vergleich zur Referenzmessung um 13 %, wobei die Energieeinsparung umso größer ist, je länger die statische Position gehalten wird.

Im zweiten, abschließenden Experiment wurde der Einfluss der hybriden Steuerung bei langsamen Gelenkbewegungen mit geringer Last und niedrigen Winkelgeschwindigkeiten und häufiger Drehrichtungsumkehr untersucht. Dazu diente eine Aufstehbewegung mit anschließendem Balancieren eines einzelnen Beines in aufrechter Position wie in [58] beschrieben. Anhand der Amplitude der Pendelbewegungen beim Balancieren des Beines nach dem Aufstehen wurde das Arbeitsverhalten der hybriden Steuerung im Vergleich zur Referenzsteuerung bewertet. Auch hier erwies sich die hybride Steuerung als vorteilhaft; die Amplitude der Pendelbewegungen aller drei beteiligten Gelenke – Hüft-, Knie- und Fußgelenk – konnte stark reduziert werden. Bei diesem Experiment wurde die Reduktion der Antriebsleistung beim Halten statischer Positionen abgeschaltet, um die langsamen Bewegungen bei niedrigen Pegeln des Steuersignals nicht zu unterbrechen. Demzufolge war hier der Energieverbrauch mit beiden Steuerungen nahezu gleich.

Im anschließenden Kapitel werden die Untersuchungsergebnisse dieser Arbeit sowie neu entwickelte Steuerungsverfahren und -techniken zusammengefasst.

Kapitel 11.

Zusammenfassung

Die Entwicklung von Steuerungsmethoden starr parallel gekoppelter Aktoren wurde durchgeführt, um antriebsbedingte Nichtlinearitäten und Reibungseffekte zu kompensieren und somit die motorischen Fähigkeiten humanoider Roboter zu verbessern. Dabei wurde entsprechend der synthetischen Methodik nach Pfeifer [84] empirisch vorgegangen. Zudem wurden die inhärenten Eigenschaften des Antriebssystems bei der Entwicklung der Steuerungsmethoden berücksichtigt, um eine Auslagerung der sensomotorischen Signalverarbeitung in das mechanische System zu begünstigen.

Zuerst wurde der Einfluss einer konstanten antagonistischen Vorspannung von zwei parallel gekoppelten Aktoren auf den Energieverbrauch, die Regelabweichung und das Schwingungsverhalten bei der Regelung eines inversen Pendels mit einem konventionellen P-Regler betrachtet. Bei der gesamtheitlichen Betrachtung aller untersuchten Antriebseigenschaften zeigte sich, dass sich in Abhängigkeit vom eingestellten P-Wert bereits eine geringe antagonistische Vorspannung vorteilhaft auswirkt. Hierbei konnte die insbesondere auf die Lose zurückzuführende Schwingungsneigung des inversen Pendels reduziert oder sogar kompensiert werden. Darüber hinaus konnte der P-Regler mit einem höheren Proportionalwert betrieben werden, wodurch die Zielposition rascher eingeregelt und der Energieverbrauch reduziert wurde. Der konventionelle P-Regler wurde in diesem Experiment eingesetzt, um die Anzahl der untersuchten Parameter gering zu halten. Das Verhalten komplexerer Reglerstrukturen, wie dem PID-Regler, oder eine Regelung auf Basis des Feder-Masse-Dämpfersystems (gemäß Abschnitt 2.3 “Antriebe mit elastischen Eigenschaften”) wurde hier nicht weiter untersucht. Deren Einfluss auf den Energieverbrauch, die Regelabweichung und das Schwingungsverhalten wäre daher in weiterführenden Experimenten zu ermitteln, um festzustellen, ob das Antriebsverhalten mit komplexeren Reglerstrukturen in Verbindung mit einer antagonistischen Vorspannung der Aktoren weiter optimiert werden kann.

Aufbauend auf der Möglichkeit einer antagonistischen Ansteuerung der zwei parallel gekoppelten Aktoren wurden anschließend die nichtlinearen Effekte im Umkehrpunkt der Winkelgeschwindigkeit ohne Last untersucht. Diese sind normalerweise auf Haftreibungseffekte im Antriebsstrang zurückzuführen; im verwendeten Aktor führt jedoch die minimal darstellbare Motorspannung der Steuerelektronik

zu einem nichtlinearen Verhalten. Es wurden mehrere Methoden erprobt, um diese Nichtlinearität zu kompensieren. Dabei führte die dynamische asymmetrische Anpassung der Vorspannung (DAAV) als dritte getestete Methode letztendlich zum Erfolg. Wie experimentell nachgewiesen wurde, kann durch die Anwendung der DAAV die Nichtlinearität der Antriebe im Umkehrpunkt fast vollständig kompensiert werden. Dadurch werden erheblich niedrigere Winkelgeschwindigkeiten am Abtrieb möglich; die DAAV kann folglich zu einer deutlich verbesserten Regelgüte beim Einregeln von exakten Positionen im lastfreien Zustand führen. Infolge der antagonistischen Vorspannung beider Aktoren, auf der die Funktion der DAAV beruht, zeigte die Drehzahlkennlinie zwar eine geringe Abweichung zum idealen linearen Verlauf, näherte sich jedoch mit zunehmender Winkelgeschwindigkeit des Antriebs rasch dem linearen Verlauf an. Zusätzlich wurde gezeigt, dass die DAAV prinzipiell auch auf andere Aktoren übertragen und für die Kompensation reibungsbedingter Nichtlinearitäten angewendet werden kann. Dies wurde jedoch noch nicht experimentell bewiesen, was in aufbauenden Arbeiten nachzuholen wäre.

In Kapitel 7 wurde das Antriebsverhalten unter Last untersucht. Dabei zeigte sich der erhebliche Einfluss getriebebedingter Reibungseffekte. Es wurden zwei Steuerungsmethoden vorgestellt, um die getriebebedingte Reibung zu kompensieren: pulsmodierte Steuerung (PMS) und phasenverschobene pulsmodierte Steuerung (PPMS). Bei der PPMS wird die pulsmodierte Steuerspannung der gekoppelten Aktoren um 180 Grad phasenverschoben. Beide Steuerungen wurden mit fünf unterschiedlichen Basisfrequenzen der Pulsmodulation getestet und anhand von sechs Gütekriterien verglichen. Abschließend wurden die ermittelten Gütewerte nach Relevanz gewichtet und zusammen bewertet. Es zeigte sich, dass die PPMS bei einer Basisfrequenz von 25 Hz bei Betrachtung aller Gütewerte das beste Ergebnis liefert. Verglichen mit der Referenzsteuerung konnten hierbei die unerwünschten Haftreibungseffekte erheblich reduziert werden. Dies zeigte sich deutlich bei der Auswertung der Linearitäts- und Symmetrieabweichung. Zudem wurde das Maximalmoment des Antriebs gesteigert. Infolge der phasenverschobenen Ansteuerung der Aktoren erreichte die PPMS bei allen Basisfrequenzen außerdem eine geringere Vibrationsneigung und Geräuschentwicklung als die PMS. Der Energieverbrauch mit PPMS bei 25 Hz Basisfrequenz lag lediglich um 3 % höher als der niedrigste, mit Referenzsteuerung ermittelte Wert.

Gemäß der Zielvorgabe wurden in Kapitel 8 Verfahren vorgestellt, um DAAV und PPMS auf Antriebe mit einer beliebigen Zahl von Aktoren zu übertragen. Die Anpassung für eine gerade und ungerade Anzahl von Aktoren wurde jeweils separat beschrieben. Hierbei erwiesen sich Antriebe mit einer geraden Anzahl an Aktoren als vorteilhaft, um die angestrebten kompensierenden Eigenschaften zu erhalten. Mit steigender Anzahl der gekoppelten Aktoren verringern sich jedoch die Auswirkungen der Asymmetrie durch eine ungerade Anzahl von Aktoren.

Weiter wurde in diesem Kapitel untersucht, inwieweit die Haftreibung im An-

triebsstrang zur Reduktion der Antriebsleistung beim Halten statischer Positionen genutzt werden kann. Hierbei konnte gezeigt werden, dass aufgrund der inhärenten Reibungseigenschaften und insbesondere dem Unterschied von Haft- und Gleitreibung die Motorspannung beim Halten statischer Positionen um bis zu 75% der Ausgangsspannung gesenkt werden kann.

Entsprechend der Zielvorgaben wurden anschließend die erarbeiteten Steuerungsmethoden DAAV und PPMS sowie der RASL-Modus in einer hybriden Steuerung zusammengeführt und dort entsprechend der zugeordneten Antriebszustände durch Strukturumschalter aktiviert. Bei einer ersten Evaluation der hybriden Steuerung auf dem verwendeten Antriebteststand wurde gezeigt, dass entgegen einer konventionellen Steuerung infolge der reduzierten Reibungseffekte das Antriebsmoment um 30% gesteigert und der Energieverbrauch um 22% gesenkt werden kann. Die Senkung der Energieaufnahme ist jedoch insbesondere vom RASL-Modus abhängig und damit von der Zeitdauer, über die eine Position statisch gehalten wird.

Zur Beschreibung einer möglichen Integration parallel gekoppelter Aktoren in Robotergelenke wurde in Kapitel 9 der humanoide Roboter Myon vorgestellt. Dieser Roboter ist mit multiaktuierten Gelenken ausgestattet und wurde zur Evaluation der hybriden Steuerung genutzt. Eingangs wurden Verwendungszweck, Spezifikationen und konstruktive Alleinstellungsmerkmale des Roboters beschrieben. Dazu gehört das modular aufgebaute Antriebssystem des Roboters, das exemplarisch zeigt, wie mehrere Aktoren parallel mit einem Gelenk gekoppelt werden können. Bei der Beschreibung wurde auch auf die konstruktive Integration der Aktoren in die Robotergelenke eingegangen. Dabei wurde aufgezeigt, dass die parallel gekoppelten Aktoren optimal in den zur Verfügung stehenden Bauraum integriert werden können. Außerdem wurde beschrieben, wie durch Kopplung und Anpassung der Übersetzungen der verwendeten Seilzüge das Antriebssystem einfach auf die speziellen Leistungsanforderungen verschiedener Gelenke abgestimmt werden kann.

Zur praxisorientierten Evaluation der hybriden Steuerung am humanoiden Roboter Myon wurde zuerst die Implementation der hybriden Steuerung in der Software *BrainDesinger* beschrieben. Zur Anpassung der Steuerungsparameter an die antriebsspezifischen Merkmale der verschiedenen Robotergelenke wurden acht Einstellregeln aufgestellt. Anschließend wurden mit der implementierten hybriden Steuerung zwei Experimente am Roboter Myon durchgeführt, um das Antriebsverhalten beteiligter Gelenke bei (1) hoher Momentenlast und bei (2) niedriger Momentenlast und niedrigen Winkelgeschwindigkeiten mit häufiger Richtungsumkehr zu untersuchen. Im ersten Experiment führte der Roboter eine Kniebeuge aus, im zweiten wurde die Aufstehbewegung eines einzelnen Beinmoduls mit anschließendem Balancieren in aufrechter Position ausgewertet. In beiden Experimenten wurde die hybride Steuerung mit der konventionellen Referenzsteuerung verglichen, und in beiden Experimenten zeigte sich die deutliche Überlegenheit der hybriden

Steuerung: Bei (1) wurden mit der hybriden Steuerung deutlich gleichmäßigere Bewegungen bei geringerem Energieverbrauch erzielt, bei (2) konnten die Amplituden der Pendelbewegungen beim Balancieren des Beinmoduls mit der hybriden Steuerung deutlich reduziert werden, was auf ein optimiertes Arbeitsverhalten der Antriebe bei niedrigen Winkelgeschwindigkeiten hinweist.

11.1. Fazit

Starr parallel gekoppelte Aktoren stellen im Gegensatz zu einzelnen Aktoren Eigenschaften bereit, die für den Einsatz in humanoiden Robotern deutliche Vorteile bieten. So zeigte sich, dass durch eine antagonistische Vorspannung (1) die getriebebedingte Lose aufgehoben werden kann, (2) durch die Vorspannung eine Dämpfung dynamischer Bewegungen erreicht wird und (3) der Totbereich der eingesetzten Aktoren kompensiert werden kann. Ein rascher, gegenphasiger Wechsel von Haft- und Gleitreibung von zwei Aktoren führt zu einer erheblichen Reduktion der Reibungseinflüsse, und somit zu einem deutlich verbesserten Antriebsverhalten ohne *Stick-Slip*-Effekte sowie zu einem erhöhten Abtriebsmoment. Unter Berücksichtigung der antriebsinternen Differenz zwischen Haft- und Gleitreibungskoeffizient kann zudem die Energieaufnahme in Ruhepositionen deutlich verringert werden, was zu einer weniger starken Erwärmung der Aktoren führt.

Betrachtet man den Aufwand der sensomotorischen Signalverarbeitung, so zeigt sich, dass entgegen modellbasierten Steuerungsprinzipien zur Kompensation von Nichtlinearitäten und Reibungseffekten die zwei Steuerungsprinzipien DAAV und PPMS keine Signalarückführung erfordern. Dies wird ebenfalls durch die besonderen Möglichkeiten der Steuerung von starr parallel gekoppelten Aktoren ermöglicht. In beiden Fällen basiert die Modifikation der Steuergröße lediglich auf der von einem Regler oder einer Steuerung vorgegebenen Größe. So wird bei der DAAV die Vorspannung der starr parallel gekoppelten Aktoren nur in Abhängigkeit der Steuergröße angepasst. Gleichermaßen wird die Pulshöhe der Basisschwingung bei der PPMS nur durch die vorgegebene Steuergröße gesteuert. Lediglich für die Umschaltung zwischen den beiden Steuerungsprinzipien ist eine Erfassung der Winkelgeschwindigkeit des angetriebenen Gelenks nötig. Auch die Aktivierung des RASL-Modus zur Reduktion der Antriebsleistung beruht lediglich auf der Erfassung der Winkelgeschwindigkeit als einziges externes Signal.

Die Funktion der einzelnen Steuerungstechniken ist in hohem Maße abhängig vom verwendeten Aktortyp und dessen inhärenten Eigenschaften. So ist die DAAV besonders vom Einfluss der Reibung bei geringen Geschwindigkeiten abhängig. Die Funktionsweise der PPMS ist hingegen besonders abhängig von den dynamischen Eigenschaften von DC-Motor und beweglichen Getriebekomponenten. Bei einer Übertragung der Steuerungstechniken auf andere Antriebstypen ist somit

eine Angleichung der Parameter, die etwa den Verlauf der Vorspannung bei der DAAV oder die Frequenz bei der PPMS festlegen, erforderlich.

Betrachtet man den praktischen Nutzen der vorgestellten Steuerungsmethoden, so erweist sich insbesondere die PPMS sowie der RASL-Modus als überaus effektiv. Die PPMS zeigte bereits bei den ersten Einsätzen im Roboter Myon eine deutliche Verbesserung des Antriebsverhaltens, da häufig langsame Gelenkbewegungen unter hoher Last erzeugt werden mussten. Diese Bewegungen sind ohne die PPMS bei konventioneller Referenzsteuerung schwerer zu regulieren und zeigen meist die typischen *Stick-Slip*-Effekte, wie beispielsweise bei Zeigegesten oder beim Manipulieren eines Gegenstandes mit den Armmodulen. Der später eingeführte RASL-Modus reduziert einerseits die Leistungsaufnahme und führt andererseits zu einer deutlich verlängerten Betriebszeit der Gelenke, da die Motortemperatur länger im zulässigen Bereich liegt. Dieser Vorteil wirkt sich besonders bei Bewegungen mit häufigen Unterbrechungen aus, oder wenn eine drehmomentintensive Position länger gehalten werden muss, beispielsweise beim Stehen, beim Zeigen mit den Armen in unterschiedliche Richtungen oder auf unterschiedliche Gegenstände. Der Einsatz der DAAV hingegen erwies sich nur bei lastfreien langsamen Bewegungen als vorteilhaft. Diese Betriebszustände sind in der Praxis jedoch selten.

Darüber hinaus ist zu bemerken, dass für einen zweckmäßigen Nutzen der hybriden Steuerung acht Parameter ermittelt werden müssen. Einige dieser Parameter müssen nur einmal ermittelt werden und können einfach auf unterschiedliche Gelenke übertragen werden, deren Antriebe mit dem gleichen Aktortyp ausgerüstet sind. Abhängig vom verwendeten Regler oder dem gewünschten Bewegungsverhalten des jeweiligen Gelenks sind jedoch bestimmte Parameter einzeln anzupassen. Dies gilt insbesondere für Regler mit Integratoren, durch die sehr langsame kontinuierliche Bewegungen erzeugt werden sollen, um etwa geringe Regelabweichungen auszugleichen. Ein solches Reglerverhalten steht beispielsweise im Konflikt mit dem RASL-Modus, für dessen Funktion das Gelenk absolut still stehen muss. Solche reglerbedingten Eigenschaften müssen bei der Wahl betroffener Parameter der hybriden Steuerung entsprechend berücksichtigt werden.

Die Erfahrungen bei der Entwicklung des Roboters Myon haben gezeigt, dass eine modulare Bauweise, die durch die parallele Kopplung einzelner Aktoren möglich wird, ein Schlüssel zu zeitsparender Konstruktion und Fertigung ist. Das Prinzip der Modularität lässt sich hervorragend mit dem Einsatz multiaktuierter Gelenke vereinen und bringt den Vorteil, dass nahezu der gesamte Roboter mit nur einem Aktortyp ausgestattet werden kann. Das erspart eine häufige Neuauslegung der Motoren und Getriebe sowie der zugehörigen Leistungselektronik.

Durch verschiedene Kupplungstypen können beliebig viele Aktoren mit einem Gelenk verbunden werden. Zusätzlich werden die Aktoren in Abhängigkeit vom Kupplungstyp durch serielle Elastizitäten vor impulsartigen Drehmomentlasten

geschützt. Jedoch weisen die verwendeten Federelemente einen nicht zu vernachlässigenden Gewichtsanteil am Antriebssystem auf. Da das Eigengewicht des Roboters ein entscheidender Faktor für dessen Mobilität darstellt, wurden zur Reduzierung des Gewichts stellenweise Kupplungen mit Federelementen aus dem Antriebssystem entfernt. Experimente zu den entstehenden Auswirkungen auf die Robustheit der entsprechenden Antriebe und die Verbesserung der Mobilität des Roboters dauern noch an.

Darüber hinaus kommt die Möglichkeit, die Aktoren multiaktuierter Antriebe entsprechend den konstruktiven Bedingungen zu positionieren, einer platzsparenden Konstruktion sehr entgegen und ermöglicht den Aufbau schlanker Gelenke.

11.2. Ausblick

Natürlich konnten die möglichen Steuerungsmethoden parallel gekoppelter Aktoren durch die vorliegende Arbeit noch nicht erschöpfend untersucht werden. Einerseits könnte die Ermittlung der Parameter noch weiter optimiert werden. Andererseits bieten parallel gekoppelte Aktoren vielfältige weitere Steuerungsmöglichkeiten – wie in Kapitel 8 bereits angesprochen. Diese erweitern sich zudem mit steigender Anzahl parallel gekoppelter Aktoren. So kann beispielsweise die Redundanz multiaktuierter Antriebe gezielt genutzt werden, um die Sicherheit gegen Ausfall zu erhöhen. Des Weiteren können die einzelnen Aktoren in Abhängigkeit von der thermischen oder mechanischen Belastung unterschiedlich stark angesteuert werden, etwa um die Betriebstemperatur aller Aktoren auszugleichen oder den Verschleiß zu homogenisieren.

Betrachtet man zusätzlich die Möglichkeit, die Auslegung der elektromechanischen Komponenten unterschiedlich zu gestalten, ergibt sich ein noch weitaus größeres Entwicklungspotenzial. So könnten etwa Aktoren mit unterschiedlicher Übersetzung miteinander gekoppelt werden, wodurch sich die Kennwerte des Antriebs beliebig modifizieren lassen. Damit die Bewegung der schnelleren Aktoren nicht von den langsamen oder höher übersetzten Aktoren blockiert wird, ist dabei allerdings der Einsatz einer Kupplung zwischen Aktor und Gelenk nötig. Erste Entwicklungsschritte hin zu entsprechenden Kupplungen wie der bidirektional wirkenden Freilaufkupplung wurden bereits in eigenen und betreuten Arbeiten vorgestellt [35, 48, 97]. Auch die Weiterentwicklung von Getrieben mit anpassungsfähiger Übersetzung würde der hohen Bandbreite der in Robotergelenken erforderlichen Abtriebsleistung entgegenkommen; dabei würden prinzipiell sogenannte stufenlose Getriebe, wie in [69, 70, 82] beschrieben, ideale Übersetzungseigenschaften bieten. Solche Getriebe sind allerdings komplex und noch zu schwer, um sie in mobilen Robotern nutzen zu können, und erfordern daher noch eine entsprechende Anpassung und Weiterentwicklung.

Anhang A.

Technischer Anhang

A.1. Analyse der Motorkennwerte

Im vorliegenden Abschnitt wird die Ermittlung der charakteristischen Motorkennwerte des Servomotors RX-28 beschrieben. Weiterhin gibt die Analyse Aufschluss über dessen qualitatives Arbeitsverhalten und die Einsatzfähigkeit der Firmware-Aktualisierung sowie der beiden Betriebsarten *Brake-Modus* und *Coast-Modus*.

Für die Analyse werden der in Abschnitt 4.4 beschriebene Antriebsteststand sowie zusätzliche Messgeräte verwendet. Hierzu gehören Spannungs- und Strommessgerät sowie ein Oszilloskop zur Erfassung von Strom und Spannung in Frequenzbereichen, die durch die Sensoren des Antriebsteststandes nicht abgedeckt werden.

Ermittlung der Motorkennwerte im Analogbetrieb

Zu Beginn der Messreihen wird das Antriebsverhalten des Servomotors im analogen Betrieb untersucht. Dies hat den Zweck, eine Referenz für die nachfolgende Motoranalyse im PWM-Betrieb zu schaffen sowie quantitative Aussagen zum Antriebsverhalten zu treffen.

Die Analyse des Antriebsverhaltens in einem festgelegten – hier: analogen – Betriebszustand besteht aus zwei Einzeltests: im ersten wird das Leerlaufverhalten untersucht, im zweiten das Haltedrehmoment. Entsprechen die Resultate näherungsweise dem Antriebsverhalten nach Abschnitt 4.1, kann die Motorkennlinie ermittelt und damit das gesamte Motorverhalten beurteilt werden.

Der experimentelle Aufbau für die Messungen im Analogbetrieb ist wie folgt: Die Leitungen des DC-Motors werden von der Servoelektronik getrennt und direkt mit einer einstellbaren Gleichspannungsquelle verbunden. Parallel zu den Anschlüssen wird ein Spannungsmessgerät und in Reihe ein Strommessgerät geschaltet. Gleichzeitig wird die Motortemperatur durch ein externes Temperaturmessgerät überwacht. Abtriebsdrehmoment und Drehzahl werden durch die Sensoren im Antriebsteststand erfasst.

Die Messungen werden in diskreten Schritten vorgenommen. Sie erfolgen bei einer annähernd konstanten Temperatur mit geringen Schwankungen um wenige Grad Celsius. In der anschließenden Analyse werden alle linearen Zusammenhänge durch die Methode der kleinsten Quadrate approximiert.

Leerlaufmessung

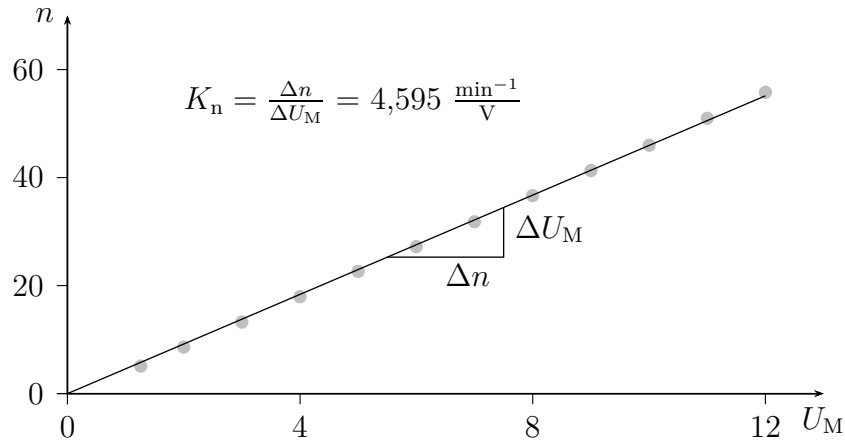


Abbildung A.1.: Darstellung der ermittelten Messwerte der Leerlaufdrehzahlmessung. Die Einzelwerte sind als graue Punkte dargestellt. Die durch die Methode der kleinsten Quadrate gemittelten Einzelwerte ergeben eine Gerade; diese stellt die Drehzahlkonstante K_n des Motors dar und hat eine Steigung von $4,595 \frac{\text{min}^{-1}}{\text{V}}$.

Für die Leerlaufmessung wird die Messwelle durch den Servoantrieb ohne eine zusätzliche mechanische Last an der Abtriebswelle frei gedreht. Dabei wird die Motorspannung U_M schrittweise von 0 auf 12 V gesteigert und Strom, Spannung und Drehzahl aufgezeichnet. Das Ergebnis ist in Abbildung A.1 dargestellt. Die einzelnen Messpunkte werden durch die eingezeichnete Gerade approximiert. Deren Steigung stellt das Verhältnis K_n von Drehzahl zu Drehmoment dar; sie beträgt $K_n = 4,595 \frac{\text{min}^{-1}}{\text{V}}$. Die maximal erreichte Drehzahl beträgt $n_0 = 55,14 \text{ 1/min}$.

Als weiteres Merkmal wird der Leerlaufstrom I_0 ermittelt. Dieser lässt zusammen mit der Drehmomentkonstante K_M auf das Reibmoment M_R schließen.

Der Leerlaufstrom stieg während des Testlaufs nur unerheblich und beträgt über alle Messschritte gemittelt \bar{I}_0 0,023 A. Dies weist auf einen kleinen Anteil an viskoser Reibung durch die einfache Fettschmierung des Getriebes hin.

Stillstandsmessung

Bei der Stillstandsmessung wird die Messwelle über einen fest mit dem Rahmen des Teststandes verschraubten Hebelarm arretiert, sodass sich der Motor des Servoantriebs nur im Rahmen des Getriebespiels und der Flexibilität der Messwelle

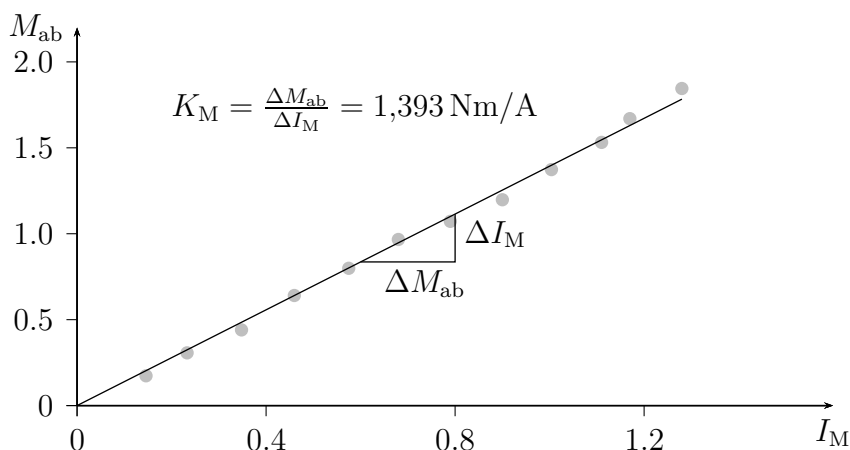


Abbildung A.2.: Darstellung der Messwerte der Stillstandsmessung. Die Einzelwerte sind als graue Punkte dargestellt. Wird von einem linearen Verhalten ausgegangen, beträgt die Steigung $1,393 \text{ Nm/A}$. Zur Ermittlung der Steigung wurde das Verfahren der kleinsten Quadrate angewandt.

drehen kann. Im Verlauf der Messung wird die Motorspannung U_M wieder schrittweise von 0 bis 12 V gesteigert. Die ermittelten Messpunkte sind in Abbildung A.2 dargestellt; die angelegte Kurve zeigt einen näherungsweise linearen Verlauf. Die Steigung entspricht der Drehmomentkonstanten $K_M = 1,393 \text{ Nm/A}$ des Antriebs. Bei einem maximalen Strom von $I_{\max} = 1,28 \text{ A}$ wird ein maximales Haltedrehmoment von $M_{\text{abmax}} = 1,85 \text{ Nm}$ erreicht.

Mit der ermittelten Drehmomentkonstante kann nun die Verlustreibung aus der Leerlaufmessung berechnet werden. Diese beträgt

$$M_R = K_M I_0 = 0,036 \text{ Nm.} \quad (\text{A.1})$$

Ermittlung der Motorkennwerte im PWM-Betrieb

Da der DC-Motor durch die Servoelektronik mit einer PWM-Spannung versorgt wird, sind für den späteren Betrieb des Servomotors die Kennwerte im PWM-Betrieb entscheidend, welche im Folgenden bestimmt werden.

Da die kurzen Spannungspulse der PWM den Motor kurzzeitig an- und abschalten, ist das zeitliche Verhalten der Induktivität L_M der Motorspulen nicht mehr zu vernachlässigen. Daher werden Motorspannung und Motorstrom mit einem Oszilloskop zeitlich hochauflösend abgetastet. Erst vom Ergebnis dieser Messung kann verlässlich auf das Antriebsverhalten geschlossen und dieses mit den Ergebnissen aus der Analogmessung verglichen werden. Weiterhin soll die Untersuchung im PWM-Betrieb zeigen, in wieweit das resultierende Antriebsverhalten der linearen Beziehung zwischen Strom und Drehmoment sowie Spannung und Drehzahl ent-

spricht.

Für die Tests wird der DC-Motor wieder mit der Servoelektronik verbunden. In eine der beiden Leitungen zwischen Motor und Servoelektronik wird ein Shunt-Widerstand von $0,22\ \Omega$ geschaltet. Zur Messung der Motorspannung wird einer der Eingänge eines Zweikanal-Speicheroszilloskops mit den Motoranschlüssen verbunden. Zur Messung des Spannungsabfalls wird der zweite Eingang des Oszilloskops an den Shunt-Widerstand angeschlossen. In Anwendung des Ohm'schen Gesetzes kann vom gemessenen Spannungsabfall auf den Stromfluss im Motor geschlossen werden.

Drehzahl und Drehmoment werden wie im Analogbetrieb durch die Sensoren im Antriebstehteststand ermittelt. Zur Analyse wird je eine Messung der Leerlaufdrehzahl und eine Stillstandsmessung im reinen *Brake*-Modus und im *Coast*-Modus durchgeführt. Bei allen Messungen wird der Aussteuergrad der PWM schrittweise von 0 % bis 100 % gesteigert. Um eine verbesserte Auflösung im unteren Drehzahl- und Drehmomentbereich zu erhalten, werden die Abstände der PWM-Einstellschritte im unteren %-Bereich relativ klein gewählt.

Oszilloskopieren von Motorstrom und -spannung

Abbildung A.3 zeigt Aufnahmen der Motorspannung und des Spannungsabfalls am Shunt-Widerstand. Links ist der gesamte Bildbereich des Oszilloskops sichtbar. Während dieser Messung wird der Servomotor mit einem Aussteuergrad der PWM von 40 % angesteuert und befindet sich im *Brake*-Modus. Kanal 1 (CH1) zeigt die Motorspannung, deren steigende Flanke das Oszilloskop triggert. Die Triggerfrequenz und damit die Frequenz des PWM-Signals beträgt hier 15,62 kHz. Daraus ergibt sich eine Periodendauer T_{PWM} des PWM-Signals von $64\ \mu\text{s}$. Da die H-Brücke im T_{off} -Bereich des *Brake*-Modus den Motor kurzschließt, sinkt die Motorspannung in diesem Bereich schlagartig auf 0. Kanal 2 (CH2) zeigt den Spannungsabfall U_{Shunt} am Shunt-Widerstand. Der Spannungsabfall ist direkt proportional zum Stromfluss I_{M} :

$$I_{\text{M}} = \frac{U_{\text{Shunt}}}{R_{\text{Shunt}}} \quad (\text{A.2})$$

Durch das Ein- und Ausschalten der Motorspannung ergibt sich eine periodisch gedämpfte Schwingung. Diese weist auf das Verhalten des LC-Gliedes hin, das sich aus der Induktivität L_{M} des Motors und der Kapazität C_{PWM} der H-Brücke ergibt. Die Schwingung hat eine Periodendauer von $7\ \mu\text{s}$ und damit eine Frequenz von 142,9 kHz. Die Frequenz des LC-Gliedes wird durch folgende Formel beschrieben:

$$f_{\text{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{M}}C_{\text{PWM}}}} \quad (\text{A.3})$$

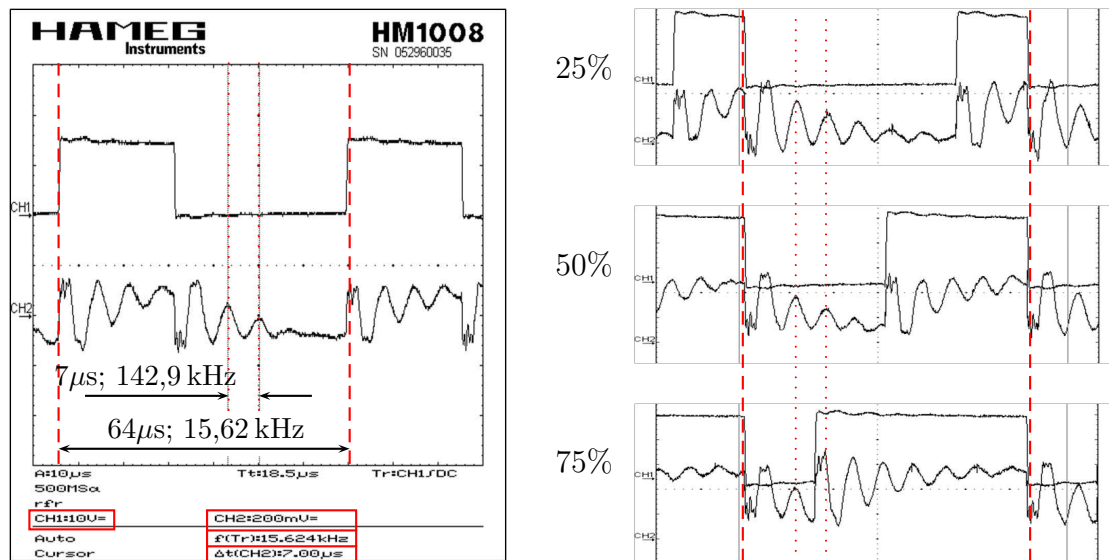


Abbildung A.3.: Aufnahmen mit dem Oszilloskop. Links: Aufnahme der Motorspannung (CH1) und des Spannungsabfalls am Shunt (CH2) mit Angabe der Periodendauer und Frequenz der PWM und der Schwingung des LC-Gliedes. Es ist zu beachten, dass CH1 und CH2 unterschiedliche Maßstäbe haben. Rechts: Aufnahmen bei einem Aussteuergrad der PWM von 25 %, 50 % und 75 %. Es ist zu erkennen, dass die Frequenzen von PWM (Strichlinie) und LC-Glied (Punktlinie) bei unterschiedlichem Aussteuergrad konstant sind.

Nach C_{PWM} aufgelöst kann die Kapazität des LC-Gliedes wie folgt ermittelt werden:

$$C_{\text{PWM}} = \frac{1}{L_{\text{M}}(2\pi f_{\text{LC}})^2} = 6,03 \text{ nF} \quad (\text{A.4})$$

Die Gesamtkapazität des LC-Gliedes ist die Summe der Einzelkapazitäten der Transistoren der H-Brücke und des Entstörkondensators. Am Spannungssignal des zweiten Kanals ist zu erkennen, dass auch im T_{off} -Bereich der PWM Strom fließt. Dieser Stromfluss ist das Ergebnis der im Motor induzierten Spannung U_{BEMF} . Der Verlauf der Spannungsspitzen, die durch das Ein- und Ausschalten der Motorspannung verursacht werden, ist bei den anfänglich hohen Amplituden nicht ideal sinusförmig, sondern erscheint im Oszillogramm stark deformiert. Dies lässt auf ein kurzzeitiges Durchschalten der Freilaufdioden in der H-Brücke schließen, sodass der Strom kurzzeitig an den äußeren Stromkreis abfließen kann. Der rechte Teil der Abbildung zeigt drei Aufnahmen der beiden Spannungssignale bei einem Aussteuergrad der PWM von 25 %, 50 % und 75 % im *Brake-Modus*. Es ist gut zu erkennen, dass sowohl die Periodendauer des PWM-Signals T_{PWM} als auch die des LC-Gliedes T_{LC} gleich bleibt. Die effektive Motorspannung ergibt

sich wie folgt aus dem Integral des Spannungssignals innerhalb einer Periodendauer T_{PWM} des PWM-Signals:

$$U_{\text{PWM}} = \frac{1}{T_{\text{PWM}}} \int_0^{T_{\text{PWM}}} U(t) dt \quad (\text{A.5})$$

Der effektive Stromwert kann auf die gleiche Weise anhand des Spannungsabfalls U_{Shunt} unter Berücksichtigung der Gleichung A.2 ermittelt werden:

$$I_{\text{PWM}} = \frac{1}{R_{\text{Shunt}}} \frac{1}{T_{\text{PWM}}} \int_0^{T_{\text{PWM}}} U_{\text{Shunt}}(t) dt \quad (\text{A.6})$$

Leerlaufmessung

Bei der Leerlaufmessung ist die Messwelle des Antriebteststandes wieder lastfrei und kann sich frei drehen. Der Servomotor wird mit schrittweise steigendem Aussteuergrad der PWM angesteuert und sein Arbeitsverhalten anhand von Motorspannung und Drehzahl der Messwelle gemessen. Dieser Test wird im *Brake-Modus* sowie im *Coast-Modus* durchgeführt. Ziel ist es festzustellen, inwieweit sich der Motor linear verhält, um daraus Schlüsse für spätere Anwendungen ziehen zu können. Desweiteren sollen die Drehzahlkonstanten ermittelt und mit dem Ergebnis aus der Analogmessung verglichen werden.

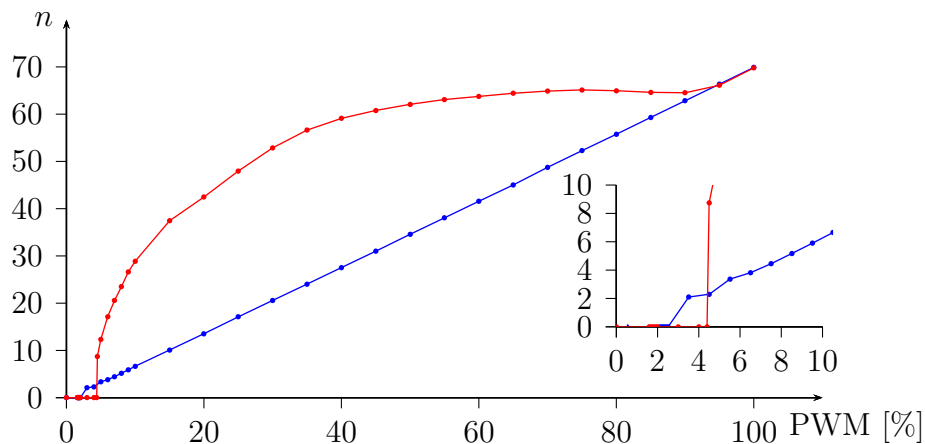


Abbildung A.4.: Darstellung des Drehzahlverlaufs im Brake-Modus (blau) und im Coast-Modus (rot) bei 0% bis 100% Aussteuergrad der PWM. Rechts ist der untere Kurvenbereich vergrößert dargestellt.

In Abbildung A.4 ist der Drehzahlverlauf aus beiden Tests dargestellt. Die Drehzahl im *Brake-Modus* (blaue Kurve) zeigt einen linearen Verlauf. Der Motor läuft bei einem Aussteuergrad der PWM nach etwa 2% an. Die Drehzahl im *Coast-Modus* (rote Kurve) zeigt einen nichtlinearen Verlauf. Nach Überwinden der Haftreibung ist ein sprunghaftes Anlaufen bei einem Aussteuergrad von 4,5% zu er-

kennen. Die Drehzahl steigt darauf bis ca. 60 1/min weiter schnell an. Erst kurz vor einem Aussteuergrad von 100 % gleicht sich der Kurvenverlauf demjenigen im *Brake-Modus* an.

Die oszilloskopische Darstellung des Spannungs- und Stromverlaufs lässt erkennen, dass durch das Schalten in den Leerlauf im T_{off} -Bereich der PWM die Motorspannung nicht einbricht, sondern durch die BEMF größtenteils aufrechterhalten wird. Der Stromfluss sinkt jedoch in dieser Zeitspanne auf 0, da der Stromkreis nicht geschlossen ist.

Durch den reduzierten Stromfluss ist der Motor anfälliger gegen Last- und Reibungsdrehmomente. Dies führt zu einem verzögerten Anlaufen des Motors. Im Folgenden wird der Drehzahlverlauf des Antriebs in Abhängigkeit von der Spannung in beiden Betriebsmodi analysiert.

Brake-Modus

In Abbildung A.5 ist die Motordrehzahl n in Abhängigkeit von der Motorspannung U_M dargestellt. Die Motorspannung U_M ist das gemittelte Spannungssignal einer Periodendauer der PWM.

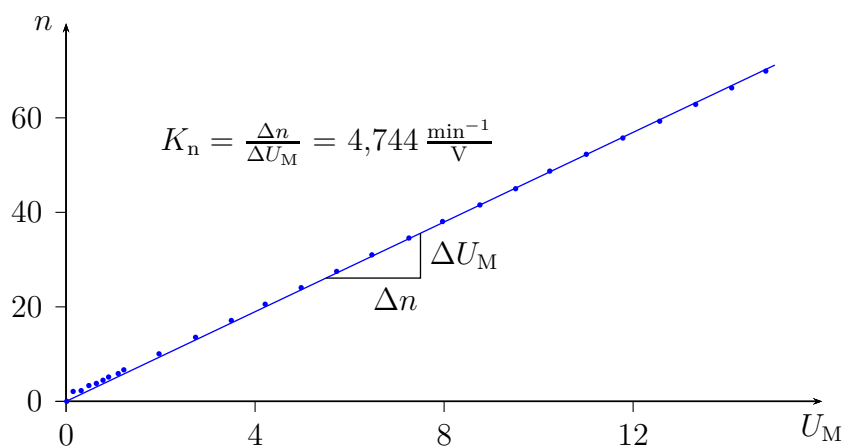


Abbildung A.5.: Darstellung der Messwerte der Leerlaufdrehzahl im Brake-Modus. Die Einzelwerte sind als graue Punkte dargestellt; der untere Spannungsbereich ist feiner aufgelöst. Alle bei einem Aussteuergrad von unter 2 % aufgenommenen Messwerte werden ignoriert, da die PWM unterhalb dieses Wertes noch keine Motorspannung erzeugt. Die Mittelung der Einzelwerte ergibt eine Gerade K_n mit einer Steigung von $4,744 \frac{\text{min}^{-1}}{\text{V}}$.

Auch hier ist wieder ein linearer Verlauf der Motordrehzahl zur Motorspannung zu erkennen. Die aus der Messung ermittelte Drehzahlkonstante beträgt $4,744 \frac{\text{min}^{-1}}{\text{V}}$.

Coast-Modus

Das Verhalten der Drehzahl in Abhängigkeit von der Motorspannung im *Coast*-Modus ist in Abbildung A.6 dargestellt. Grundsätzlich kann auch dieser Signalverlauf als linear angesehen werden. Die approximierte Drehzahlkonstante K_n beträgt $4,721 \frac{\text{min}^{-1}}{\text{V}}$.

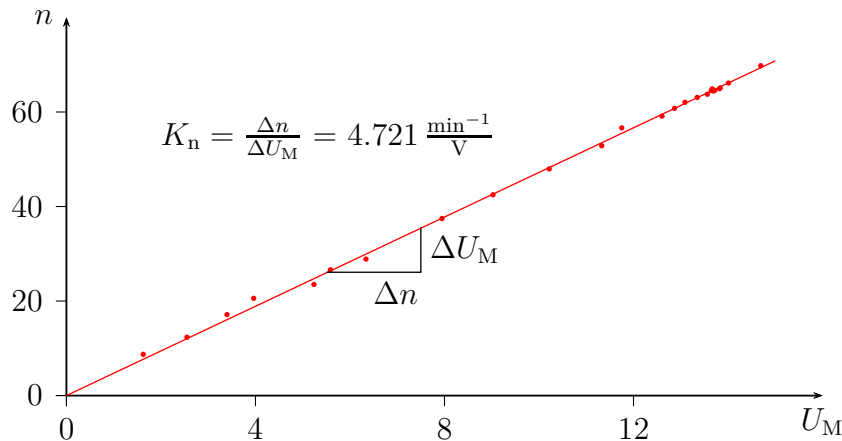


Abbildung A.6.: Darstellung der Messwerte der Lehlaufdrehzahlmessung im *Coast*-Modus. Die Einzelwerte sind als graue Punkte dargestellt; der untere Spannungsbereich ist feiner aufgelöst. Alle bei einem Aussteuergrad von unter 4,5 % aufgenommenen Messwerte werden ignoriert, da bis zu diesem Wert das erzeugte Motormoment nicht ausreicht, um die Haftreibung zu überwinden. Die Mittlung der Einzelwerte ergibt eine Gerade K_n mit einer Steigung von $4,721 \frac{\text{min}^{-1}}{\text{V}}$.

Die Verdichtung der Messpunkte im oberen Bereich der Kurve spiegelt das sprunghaften Anlaufen des Motors wider.

Stillstandsmessung

Für die Stillstandsmessung wird die Messwelle erneut fixiert. Die gemessenen Drehmomentverläufe sind in Abbildung A.7 abgebildet. Der Verlauf im *Brake*-Modus ist blau und im *Coast*-Modus rot dargestellt.

Aufgrund des unterbrochenen Stromflusses der Steuerung im *Coast*-Modus verläuft die rote Kurve unterhalb der blauen. Nur in den Randbereichen sind die beide Kurven nahezu deckungsgleich. Bei niedrigem Aussteuergrad der PWM sind die erfassten Drehmomente leicht negativ. Dies ist auf Messabweichungen durch den Drehmomentsensor zurückzuführen.

Im folgenden wird das Drehmomentverhalten in Abhängigkeit vom Stromfluss für beide Betriebsmodi analysiert.

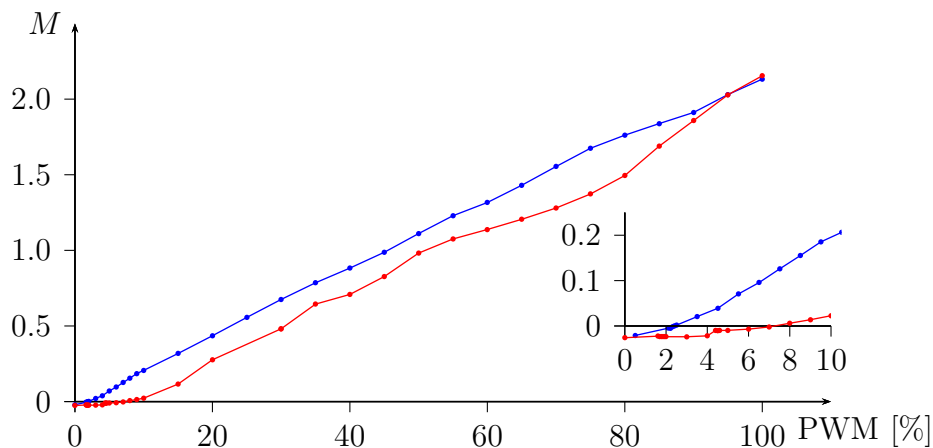


Abbildung A.7.: Darstellung des Drehmomentverhaltens im Brake-Modus (blau) und im Coast-Modus (rot). Die Messschritte im Bereich von niedrigem Aussteuergrad und Drehmoment ist rechts vergrößert und mit höherer Auflösung dargestellt.

Brake-Modus

Die Stillstandsmessung im *Brake-Modus* zeigt eine näherungsweise lineare Beziehung zwischen Drehmoment und Stromfluss, wie in Abbildung A.8 zu erkennen ist. Der approximierte Verlauf wird durch eine Gerade dargestellt; die Steigung beträgt $K_M = 1,532 \text{ Nm/A}$ und entspricht der Drehmomentkonstanten.

Coast-Modus

Abbildung A.9 zeigt die Messergebnisse im *Coast-Modus*, die als rote Punkte eingetragen sind. Der Verlauf ist deutlich nichtlinear und kann somit nicht durch eine Gerade approximiert werden. Um jedoch einen Vergleich zwischen diesen Messwerten und dem Motorverhalten im *Brake-Modus* zu ermöglichen, ist die Drehmomentkonstante aus der vorangegangenen Stillstandsmessung im *Brake-Modus* (blau) eingetragen. So ist zu erkennen, dass das Drehmoment im *Coast-Modus* oberhalb dem im *Brake-Modus* verläuft. Auch dieser Effekt lässt sich durch die unterschiedlichen Schaltzustände der H-Brücke in beiden Betriebsmodi erklären.

Wird im *Brake-Modus* der Motor im T_{off} -Bereich der PWM kurzgeschlossen, fließt ein Strom, im *Coast-Modus* jedoch nicht, da der Stromkreis unterbrochen ist. Da der Stromfluss über die gesamte Periodendauer und damit auch im T_{off} -Bereich gemessen wird, ergibt sich im *Brake-Modus* ein höherer Stromfluss als im *Coast-Modus*. Die Energieaufnahme ist jedoch im *Coast-Modus* höher, da das erreichte Drehmoment bei gleicher Ansteuerung niedriger ist als im *Brake-Modus* – siehe Abbildung A.7.

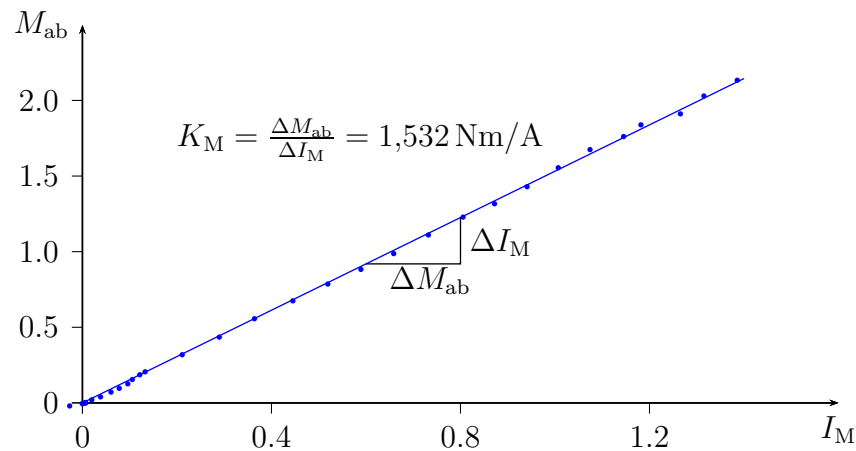


Abbildung A.8.: Darstellung der Messwerte für das Stillstandsmoment im Brake-Modus. Die Einzelwerte sind als graue Punkte dargestellt. Wird von einer linearen Beziehung zwischen Stromfluss und Drehmoment ausgegangen, beträgt die Steigung der Gerade 1,532 Nm/A. Zur Ermittlung der Steigung wurde das Verfahren der kleinsten Quadrate verwendet.

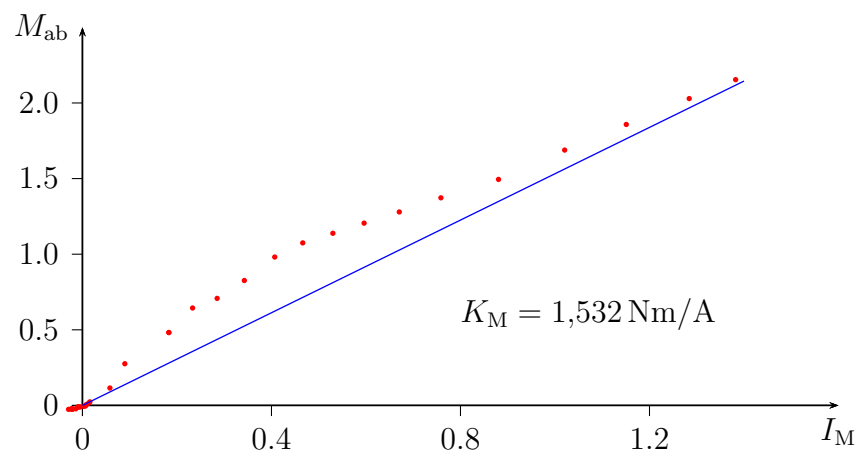


Abbildung A.9.: Darstellung der Messwerte für das Stillstandsmoment im Coast-Modus. Die Einzelwerte sind als graue Punkte dargestellt. Da der Verlauf der Messpunkte kein lineares Verhalten darstellt, wird zum Vergleich die Steigungsgerade aus der Stillstandsmessung im Brake-Modus (Abbildung A.8) abgebildet.

A.2. Verifikation der Sensoren des Antriebsteststandes

Die Verifikation der Sensoren hat den Zweck, die erfassten Sensorsignale zu überprüfen, sowie durch Messungen Korrekturfaktoren und -funktionen für deren Umrechnung zu ermitteln. Dies ist nötig, da im *BrainDesigner* alle Eingangssignale auf einen Wertebereich von -1 bis +1 normiert sind; für die Analyse müssen alle erfassten Signale in ihre jeweiligen physikalischen Größen umgerechnet werden.

Grundsätzlich wird jedem Sensor ein lineares Arbeitsverhalten zugrunde gelegt. Deshalb wird auch den Korrekturfaktoren und -funktionen ein lineares Verhalten zugewiesen. Die Sensoren werden nach den erfassten Größen in mechanische und elektrische klassifiziert; da der Temperatursensor sich dort nicht einordnen lässt, wird er separat am Schluss des Abschnitts besprochen.

Sensoren für mechanische Messgrößen

Zu den Sensoren, die die mechanischen Messgrößen erfassen, gehören der optisch arbeitende Winkelsensor, der Drehmomentsensor sowie ein weiterer Winkelsensor, der sich in jedem Servomotor befindet.

Optischer Winkelsensor AC36

Der optisch arbeitende Winkelsensor *AC36* ist mit einer Auflösung von 14 Bit und einer maximalen Messabweichung von nur $\pm 35''$ der genaueste Winkelsensor im Antriebsstrang. Daher wird er als Referenzwertgeber zur Verifikation des Winkelsensors im Servomotors genutzt.

Das Ausgangssignal des *AC36* wird im *BrainDesigner* auf den Wertebereich von -1 bis +1 übertragen. Da der Winkelsensor auf 360° absolut auflöst, ergibt sich folgende lineare Korrekturfunktion zur Umrechnung in rad:

$$y = \pi (S_{\text{opt}} + 1) \quad (\text{A.7})$$

Hierbei ist S_{opt} der eingehende Sensorwert.

Winkelsensor im Servomotor

Der Winkelsensor im Servomotor arbeitet – mit der werksseitigen Firmware – in einem Bereich von 0 bis 300° absolut. Mit der Aktualisierung der Firmware wurde die Begrenzung des Drehpotentiometers aufgehoben. Dieses arbeitet nun in einem Bereich von 320° . Das Ausgangssignal wird im *BrainDesigner* ebenfalls auf den Wertebereich von -1 bis +1 übertragen. Somit ergibt sich die Korrekturfunktion zur Umrechnung in Winkelgrad wie folgt:

$$y = 160 \cdot 0,889 (S_{RX-28} + 1) \quad (\text{A.8})$$

Hierbei ist S_{RX-28} der eingehende Sensorwert.

Zur Verifikation dieses Winkelsensors wird die Messwelle vom Servoantrieb lastfrei gedreht und die Signale beider Winkelsensoren miteinander verglichen. Die maximale Messabweichung beträgt 3%. Wird dem optischen Sensor eine ideale Linearität zugrunde gelegt, ist die Messabweichung gleichbedeutend mit der Linearitätsabweichung des Winkelsensors im Servomotor.

Drehmomentsensor

Die Verifikation des Drehmomentsensors bedarf einer speziellen Beachtung. Es existieren zwar Angaben des Herstellers zur Messgüte, jedoch ist das Messprinzip des Sensors sehr anfällig gegenüber mechanischen Überlastungen der Messwelle. Ohne Referenzmessung wären Veränderungen der Messgenauigkeit des Sensors, etwa durch Beschädigungen beim Wechseln der Lagerschmierung oder beim Einbau des Sensors in die Messwelle, nur schwer zu orten. Daher wurde die Messgenauigkeit wie im Folgenden beschrieben präzise erfasst.

Zur Verifikation des Drehmomentsensors wird ein Referenzmoment genutzt; zu dessen Erzeugung wird an die Abtriebswelle des Antriebsteststandes ein Hebelarm angebracht. Dieser ist senkrecht nach unten gerichtet, wodurch er selbst kein Drehmoment auf die Messwelle ausübt. Am Ende des Hebelarms wird ein horizontal gespanntes Seil befestigt, das über eine Umlenkrolle geführt wird und an das nacheinander unterschiedlich schwere Gewichte gehängt werden. Die exakte Masse der Gewichte wird vorher mit einer Feinwaage präzise ermittelt. Anhand der bekannten Größen der Gewichtskraft und der Länge des Hebelarms kann die Drehmomentlast der Messwelle und damit des Drehmomentsensors ermittelt werden. Dabei werden Abweichungen durch die Elastizität der Messwelle berücksichtigt.

Diese Referenzmessung wird in 40 Messschritten – mit zwanzig Gewichtsstufen in positiver und negativer Drehrichtung – vorgenommen. Die Messschritte werden separat bei vier verschiedenen Auslenkungen der Messwelle – 0° , 90° , 180° und 270° – durchgeführt, da bedingt durch das Funktionsprinzip des Sensors die Messwelle rotatorisch entkoppelt ist. Dadurch ergeben sich insgesamt 160 Messpunkte. Die Ergebnisse sind in Abbildung A.10 dargestellt. Anhand der Lage der Messpunkte ist ein lineares Verhalten anzunehmen, jedoch auch eine Verschiebung festzustellen, da die Punktmenge nicht durch den Ursprung geht.

Mit der Methode der kleinsten Quadrate wird anhand der Messpunktmenge eine Polynom ersten Grades approximiert. Die approximierte lineare Funktion ist in Abb. A.10 als rote Linie dargestellt. Sie dient zusammen mit den ermittelten Koeffizienten als Korrekturfunktion für die Eingangswerte des Drehmomentsensors:

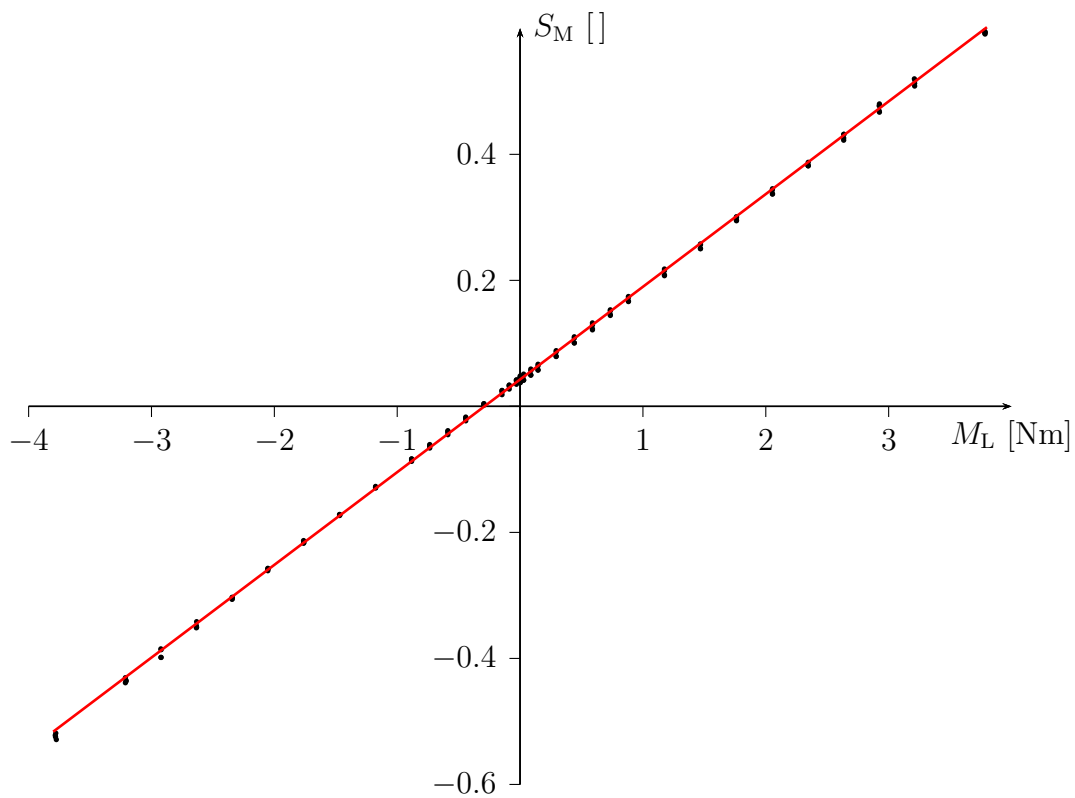


Abbildung A.10.: Referenzmessung zur Verifikation des Drehmomentsensors. Auf der Abszisse ist das nominale Drehmoment als Referenz- oder Lastmoment M_L abgetragen. Auf der Ordinate ist das normierte Signal des Drehmomentsensors S_M abgetragen. Die Einzelmesswerte sind als schwarze Punkte dargestellt. Das Drehmoment wird bei 0° , 90° , 180° und 270° Auslenkung der Messwelle gemessen, wodurch sich vier Punkte je Messschritt ergeben. Die maximale Sensorbelastung beträgt 3,8 Nm. Die Ausgleichsgerade (rot) wird durch die Methode der kleinsten Quadrate ermittelt.

$$M = K_{M1} S_M + K_{M2} = 6.798 S_M - 0.29 \quad (\text{A.9})$$

Hierbei ist S_M der Eingangswert, K_{M1} der lineare und K_{M2} der konstante Korrekturfaktor.

Abbildung A.11 veranschaulicht die Messwertabweichungen zur approximierten Korrekturfunktion. Auf der Abszisse ist der Arbeitsbereich des Drehmomentsensors angegeben, auf der Ordinate die Messabweichung zur Korrekturfunktion. Im äußeren Teil des Arbeitsbereiches sind gut die Messpunkte zu erkennen, die bei gleichem Referenzmoment und den vier Auslenkungen der Messwelle -0° , 90° , 180° und 270° – aufgenommen wurden. Die mit Geraden verbundenen, rot eingetragenen Punkte sind die aus den jeweils vier Messwerten mit gleichem Referenzmoment gebildeten arithmetischen Mittelwerte. Der so entstandene, rot dargestellte Kurvenverlauf kennzeichnet also die gemittelte Messabweichung bei Rotation der Messwelle mit konstanter Last.

Bei einer Sensorlast von $-3,78 \text{ Nm}$ ergibt sich die höchste absolute Messabweichung mit $0,11 \text{ Nm}$ und damit ein relativer Fehler von $2,9 \%$. Bezogen auf die gemittelte (rote) Linie beträgt der maximale Fehler $0,07 \text{ Nm}$ und der zugehörige relative Fehler $1,8 \%$.

Anders als bei den Winkelsensoren ändert sich beim Drehmomentsensor der prozentuale Messfehler über den Messbereich. Werden nur geringe Lasten erfasst, ist die zu erwartende Messabweichung relativ höher.

Sensoren für elektrische Messgrößen

Mit den beiden Sensoren zur Erfassung der elektrischen Größen Strom I und Spannung U kann die elektrische Eingangsleistung des Servomotors ermittelt werden.

Spannungssensor

Als Referenzsensor zur Messung der Betriebsspannung wird ein externes Oszilloskop verwendet. Durch Mittlung der Einzelabtastungen des Oszilloskops wird die nominale Betriebsspannung mit $14,8 \text{ V}$ ermittelt. Unter der Annahme, dass der Nulldurchgang des Spannungssensors bei 0 V liegt, kann durch einen linearen Korrekturfaktor K_U der Messwert S_U in Volt umgerechnet werden:

$$U = K_U S_U = 26.39 S_U \quad (\text{A.10})$$

Stromsensor

Der Stromfluss an jedem der beiden DS-Anschlüsse des AccelBoard3D wird indirekt über den Spannungsabfall an einem Shunt-Widerstand ermittelt. Der Spannungsabfall U_{Shunt} wird nach dem Ohm'schen Gesetz in die Stromstärke umgerechnet:

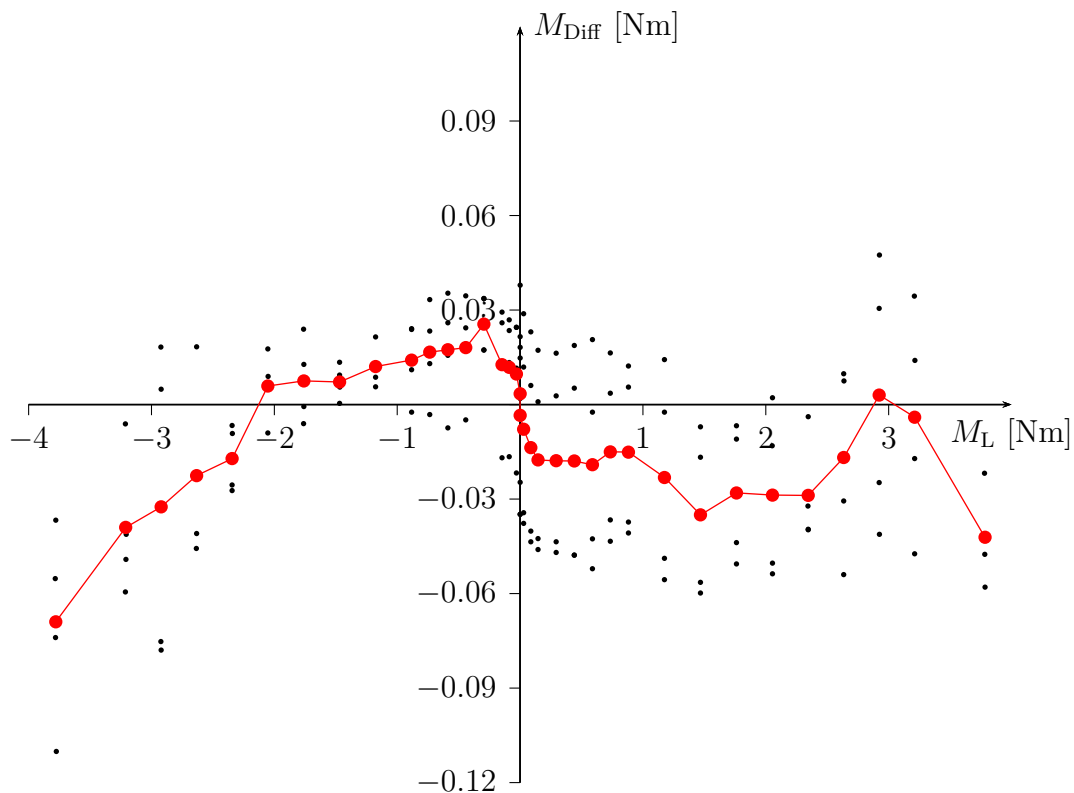


Abbildung A.11.: Messwertfehler bezogen auf die gemittelte Ausgleichsgerade. Auf der Abszisse ist das Referenzmoment M_L abgetragen, auf der Ordinate die Drehmomentendifferenz der Messwerte M_{Diff} zur Ausgleichsgeraden des Drehmomentsensors. Je Messschritt werden vier Messpunkte (schwarz) gemittelt; die gemittelten Werte (rot) sind durch Geraden miteinander verbunden.

$$I = \frac{U_{\text{Shunt}}}{R_{\text{Shunt}}} \quad (\text{A.11})$$

Der Shunt-Widerstand R_{Shunt} beträgt nur $0,05 \Omega$ und ist somit sehr gering, wodurch der Abfall der Betriebsspannung der Servomotoren bei Belastung minimal ist.

Zur Ermittlung des Korrekturfaktors für die Umrechnung des Sensorwerts der Strommessung S_I sowie zur Verifikation der Messgenauigkeit wird eine variable Ohm'sche Last an einen DS angeschlossen und der nominale Stromfluss gemessen. Die Messung wird mit unterschiedlich hohen Lasten durchgeführt.

Ähnlich wie bei der Verifikation des Drehmomentsensors wird mit der Methode der kleinsten Quadrate anhand der Messpunkte eine Korrekturfunktion ermittelt. Da die Messung im lastfreien Zustand einen Nulldurchgang zeigt, kann die Korrektur des Sensorsignals S_I durch einen linearen Korrekturfaktor K_I ohne zusätzliche Konstante erfolgen:

$$I = K_I S_I = 4.276 S_I \quad (\text{A.12})$$

Die höchste Messabweichung von 17 mA zur approximierten Referenzfunktion wird bei der höchsten Stromlast von $1,75 \text{ A}$ gemessen. Die Abweichung ergibt einen relativen Fehler von ca. 1% .

Thermische Messgröße, Temperatursensor

Um eine Korrekturfunktion für die Umrechnung des normierten Sensorwerts des Temperatursensors zu ermitteln, werden zwei Temperaturmessungen durchgeführt: eine bei Raumtemperatur und eine in einem konstant beheizten Behälter mit höherer Temperatur. Zur Bestimmung der nominalen Temperatur wird ein geeichter Temperatursensor eingesetzt. Für die Messungen wird der Servomotor mit dem eigenen, integrierten Temperatursensor und der Fühler des externen Referenzsensors für ca. eine Stunde der konstanten Umgebungstemperatur ausgesetzt. Dadurch haben beide Sensoren trotz ihres trägen Verhaltens ausreichend Zeit, die Umgebungstemperatur anzunehmen.

Die Auswertung der Messung ergibt eine anzuwendende Korrekturfunktion mit einem linearen K_{Temp1} und einem konstanten Faktor K_{Temp2} :

$$\tau = K_{\text{Temp1}} S_{\text{Temp}} + K_{\text{Temp2}} = 285.1 S_{\text{Temp}} - 19.66 \quad (\text{A.13})$$

Hierbei ist S_{Temp} das Eingangssignal.

A.3. Rechenbeispiel zur Aufteilung der Phasenverschiebungen bei phasenverschobener pulsmodulierter Steuerung

Mit der nachfolgenden Beispielrechnung sollen die Phasenverschiebungen für $N = 46$ Aktoren ermittelt werden. Die Arbeitsfrequenz der Steuerelektronik beträgt bei diesem Beispiel $f_S = 1000$ Hz und die Frequenz der Basisschwingung $f_B = 50$ Hz. Die Periodendauer kann daher in

$$Z_B = \frac{f_S}{f_B} = \frac{1000}{50} = 20 \quad (\text{A.14})$$

Schritte unterteilt werden. Die geradzahlige Teilermenge W von Z_B enthält in absteigender Reihenfolge

$$W = \{20, 10, 4, 2\}. \quad (\text{A.15})$$

Somit ist die Anzahl aller in W enthaltenen Elemente

$$z = 4. \quad (\text{A.16})$$

Mit der Formel für die Antriebszahl je Ebene

$$N_i = n_i W_i \quad (\text{A.17})$$

können nun die einzelnen Sätze n_i zu jeder Ebene, also zu jedem Element von W , berechnet werden. Dabei ergeben sich die folgenden Sätze:

$$\begin{aligned} n_1 &= \left\lfloor \frac{N}{W_1} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{46}{20} \right\rfloor = 2 \\ n_2 &= \left\lfloor \frac{N - N_1}{W_2} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{46 - 40}{10} \right\rfloor = 0 \\ n_3 &= \left\lfloor \frac{N - N_1 - N_2}{W_3} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{46 - 40 - 0}{4} \right\rfloor = 1 \\ n_4 &= \left\lfloor \frac{N - N_1 - N_2 - N_3}{W_4} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{46 - 40 - 0 - 4}{2} \right\rfloor = 1 \end{aligned} \quad (\text{A.18})$$

Die Kontrollrechnung

A.3. Rechenbeispiel zur Aufteilung der Phasenverschiebungen

$$N = N_1 + N_2 + N_3 + N_4 = 40 + 0 + 4 + 2 = 46 \quad (\text{A.19})$$

bestätigt, dass die Aufteilung aller Antriebe in die Ebenen vollständig ist. Vor der abschließenden Berechnung der Phasenverschiebungen für jeden Antrieb müssen noch die Schrittweiten $\Delta\varphi_i$ der Phasenverschiebungen und die Antriebsaufteilungen k_i je Ebene ermittelt werden. Die Berechnungen der Schrittweiten $\Delta\varphi_i$ ergeben

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1 &= \frac{2\pi}{W_1} = \frac{2\pi}{20} = \frac{\pi}{10} \\ \Delta\varphi_2 &= \frac{2\pi}{W_2} = \frac{2\pi}{10} = \frac{\pi}{5} \\ \Delta\varphi_3 &= \frac{2\pi}{W_3} = \frac{2\pi}{4} = \frac{\pi}{2} \\ \Delta\varphi_4 &= \frac{2\pi}{W_4} = \frac{2\pi}{2} = \pi \end{aligned} \quad (\text{A.20})$$

und für die Aufteilungen k_i ergeben sich

$$\begin{aligned} k_1 &= \{1, 2, \dots, 40\} \\ k_2 &= \{\} \\ k_3 &= \{1, 2, 3, 4\} \\ k_4 &= \{1, 2\} . \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$

Abschließend können die einzelnen Phasenverschiebungen $\varphi_{k_i}^i$ aller Antriebe wie folgt berechnet werden:

$$\begin{aligned}
\varphi_{1_1}^1 &= ((1_1 - 1) \bmod W_1) \Delta\varphi_1 = ((1 - 1) \bmod 20) \frac{\pi}{10} = 0 \\
\varphi_{2_1}^1 &= ((2_1 - 1) \bmod W_1) \Delta\varphi_1 = ((2 - 1) \bmod 20) \frac{\pi}{10} = \frac{\pi}{10} \\
&\vdots \\
\varphi_{20_1}^1 &= ((20_1 - 1) \bmod W_1) \Delta\varphi_1 = ((20 - 1) \bmod 20) \frac{\pi}{10} = \frac{19\pi}{10} \\
\varphi_{21_1}^1 &= ((21_1 - 1) \bmod W_1) \Delta\varphi_1 = ((21 - 1) \bmod 20) \frac{\pi}{10} = 0 \\
&\vdots \\
\varphi_{40_1}^1 &= ((40_1 - 1) \bmod W_1) \Delta\varphi_1 = ((40 - 1) \bmod 20) \frac{\pi}{10} = \frac{19\pi}{10} \quad (\text{A.22})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{1_3}^3 &= ((1_3 - 1) \bmod W_3) \Delta\varphi_3 = ((1 - 1) \bmod 4) \frac{\pi}{2} = 0 \\
&\vdots \\
\varphi_{4_3}^3 &= ((4_3 - 1) \bmod W_3) \Delta\varphi_3 = ((4 - 1) \bmod 4) \frac{\pi}{2} = \frac{3\pi}{2}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{1_4}^4 &= ((1_4 - 1) \bmod W_4) \Delta\varphi_4 = ((1 - 1) \bmod 2) \pi = 0 \\
\varphi_{2_4}^4 &= ((2_4 - 1) \bmod W_4) \Delta\varphi_4 = ((2 - 1) \bmod 2) \pi = \pi
\end{aligned}$$

Abbildung A.3 zeigt die resultierende Phasenverschiebungsmatrix mit der Aufteilung der Phasenverschiebungen für alle $N = 46$ Antriebe.

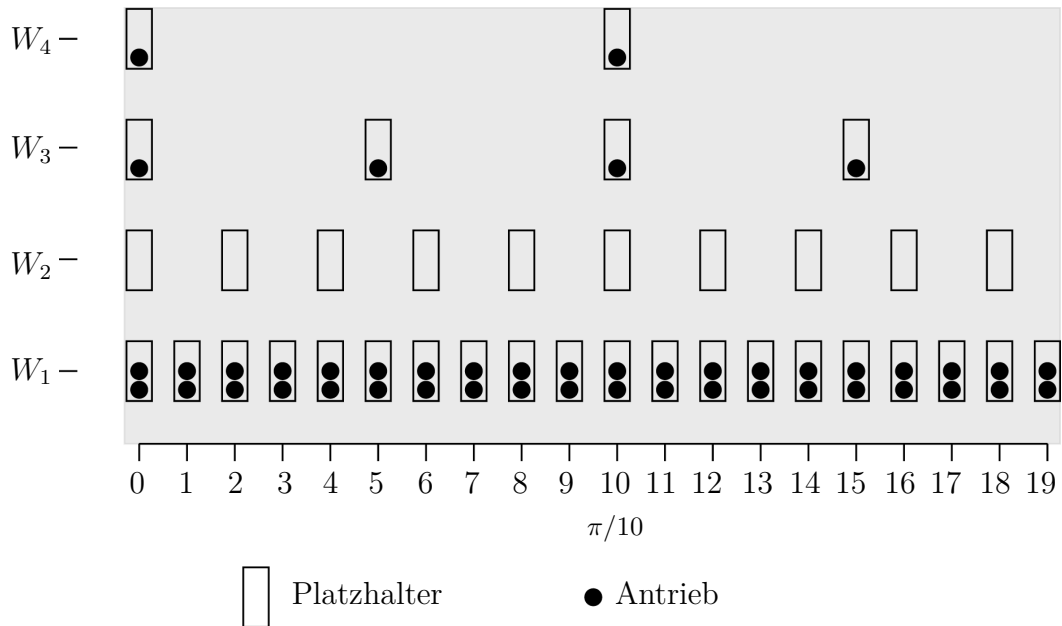


Abbildung A.12.: Antriebsaufteilung von $N = 46$ Antrieben am Beispiel einer Phasenverschiebungsmatrix, die sich aus $Z_B = 20$ ergibt.

A.4. Implementation der hybriden Steuerung (Ergänzungen)

Im Folgenden werden die Unter- und Hauptstrukturen der hybriden Steuerung für einen einzelnen sowie drei und vier parallel gekoppelte Aktoren beschrieben. Die grundlegende Funktionsweise der Netze wurde bereits in Abschnitt 10.1 behandelt, weshalb hier nur auf die Anpassung der einzelnen Netze eingegangen wird.

Netze der PMS für einen Aktor und PPMS für drei sowie vier Aktoren

Das Netz der PMS für einen Aktor ist in A.13 dargestellt. Die Funktionen der Bereiche (A) bis (D) entsprechen der Beschreibung aus Abschnitt 10.1, jedoch wird nur die Steuerspannung für einem Aktor moduliert. Daher entspricht die Funktionsweise dieses Netzes der PMS in Abschnitt 7.3.

Das Netz der PPMS für drei Aktoren ist in Abbildung A.14 dargestellt. Die Phasenverschiebung für Aktor 1 und 3 entspricht der im Netz der PPMS aus Abschnitt 10.1. Für Aktor 2 beträgt die Phasenverschiebung $\varphi_2 = \pi/2$ entsprechend der Gleichung 8.20. Diese Phasenverschiebung wird durch die Zeitverzögerung der Basisschwingung aus Bereich (A) um einem Zeitschritt erreicht.

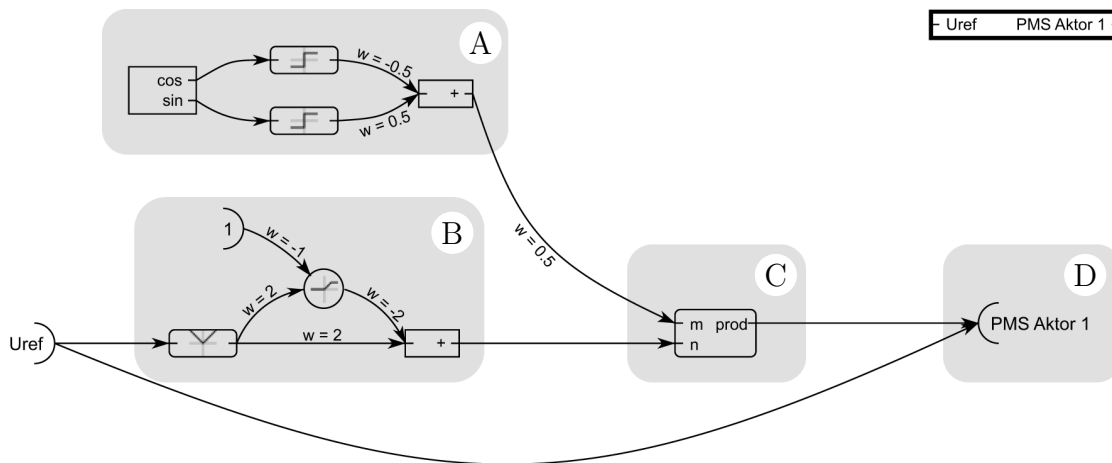


Abbildung A.13.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur PMS. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Erzeugung der Basisschwingung (A), zur Erzeugung der Amplitude für die Amplitudenmodulation (B), zur Amplitudenmodulation der Basisschwingung (C) und zur Zusammenführung von amplitudenmodulierter Basisschwingung und Eingangssignal (D). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

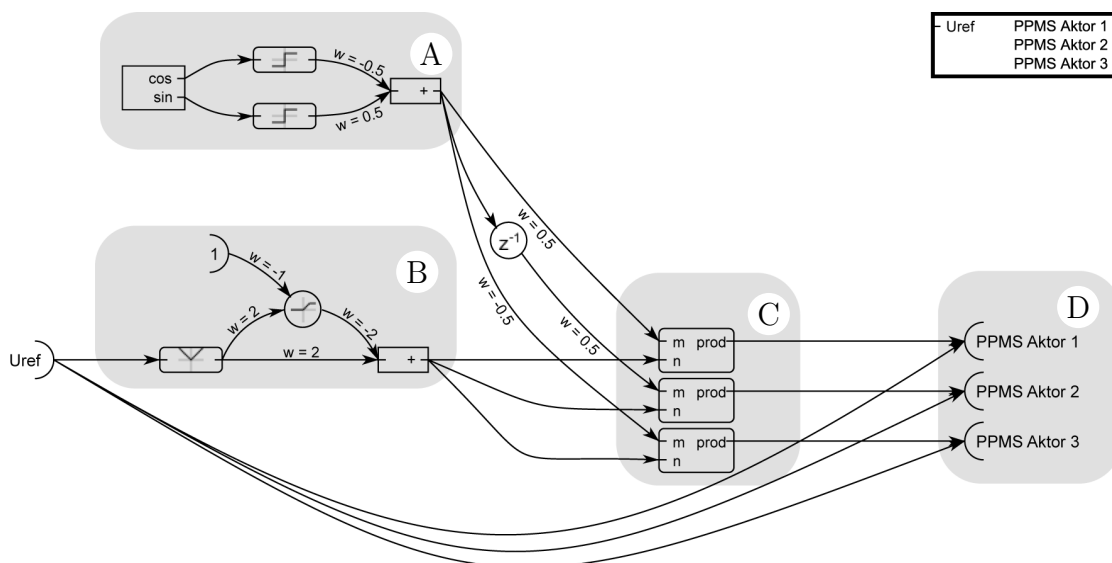


Abbildung A.14.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur PPMS für drei Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Erzeugung der Basisschwingung (A), zur Erzeugung der Amplitude für die Amplitudenmodulation (B), zur Amplitudenmodulation der Basisschwingung (C) und zur Zusammenführung von amplitudenmodulierter Basisschwingung und Eingangssignal (D). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

Abbildung A.15 zeigt das Netz der PPMS für vier Aktoren. Die nach Abschnitt 8.2 ermittelten Phasenverschiebungen werden ausgehend von der Basisschwingung des Bereichs (A) durch Negation und Zeitversatz erzeugt.

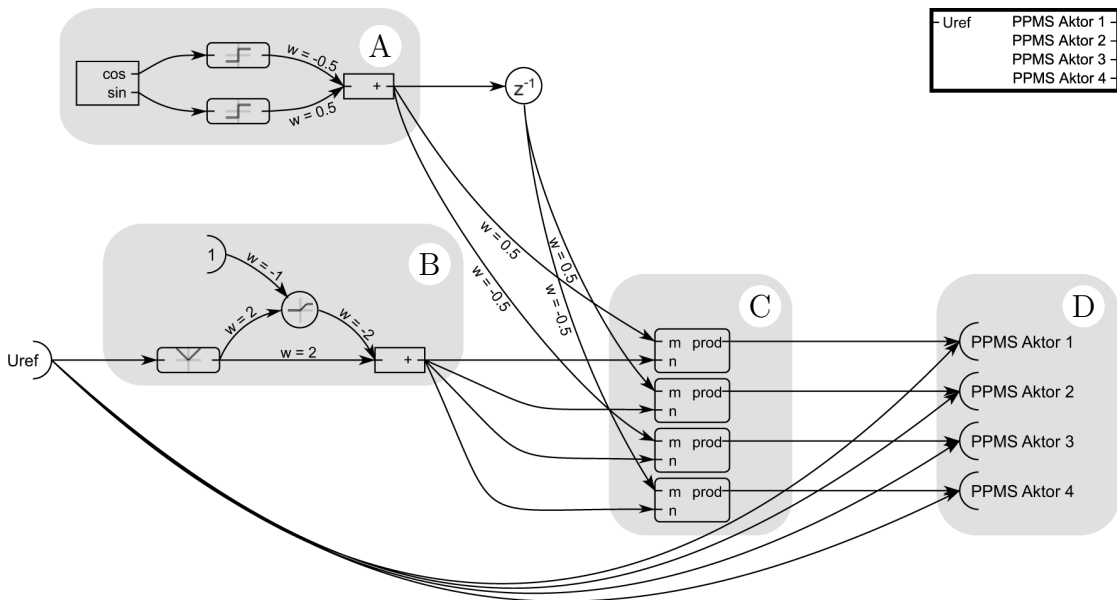


Abbildung A.15.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur PPMS für vier Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Erzeugung der Basisschwingung (A), zur Erzeugung der Amplitude für die Amplitudenmodulation (B), zur Amplitudenmodulation der Basisschwingung (C) und zur Zusammenführung von amplitudenmodulierter Basisschwingung und Eingangssignal (D). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

Netz der DAAV für drei Aktoren

Wie in Abschnitt 8.1 beschrieben, werden die Steuersignale für die DAAV für eine ungerade Anzahl von Aktoren anders aufbereitet als für eine gerade Anzahl von Aktoren. Das zur Steuerung von drei Aktoren erstellte Netz ist in Abbildung A.16 dargestellt. Zusätzlich zu den Bereichen (I), (F) und (H) des Netzes der DAAV für zwei Aktoren aus Abschnitt 10.1 verfügt das Netz der DAAV für drei Aktoren zusätzlich über die Bereiche (E) und (G). Im Bereich (E) wird die Referenzspannung U_{ref} entsprechend der Gleichung 8.1 an den dritten Aktor weitergeleitet. Die beiden mit (G) bezeichneten Bereiche haben die gleiche Funktionsweise wie die Bereiche (F) mit dem Unterschied, dass durch die Gewichtung $w = 2$ der eingehenden Referenzspannung U_{ref} die Komparatoren bereits bei halbem Pegel der Referenzspannung U_{ref} umschalten. Durch die Kombination der Bereiche (F) und

(G) entsteht die charakteristische Signalform entsprechend der Gleichungen 8.9 und 8.10.

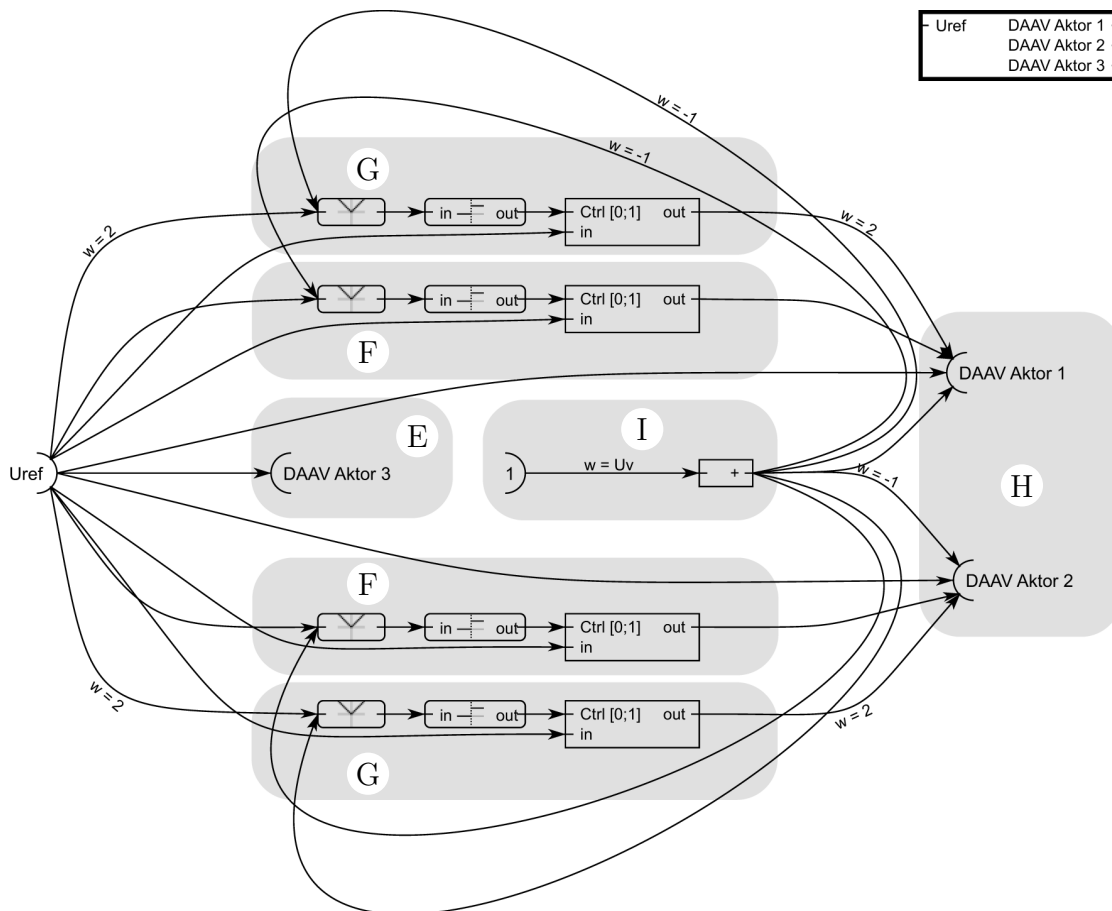


Abbildung A.16.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur DAAV für drei Aktoren. Die sieben grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Ausgabe der Vorspannung (I), zur Erzeugung der asymmetrischen Rampensignale (F, G), zur Zusammenführung der Rampensignale der Vorspannung und des Eingangssignals für die Aktoren 1 und 2 (H) sowie zur Weiterleitung des Eingangssignals an Aktor 3 (E). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

Netze der hybriden Steuerungen für einen, drei und vier Aktoren

Die hybride Steuerung für einen einzelnen Aktor ist in Abbildung A.17 dargestellt. Da die Arbeitsweise der DAAV auf mindestens zwei parallel gekoppelten Aktoren beruht, wird hier stattdessen die Referenzspannung U_{ref} direkt an die Strukturumschaltung weitergeleitet. Statt der PPMS wird die PMS zur Modifikation der Referenzspannung U_{ref} eingesetzt.

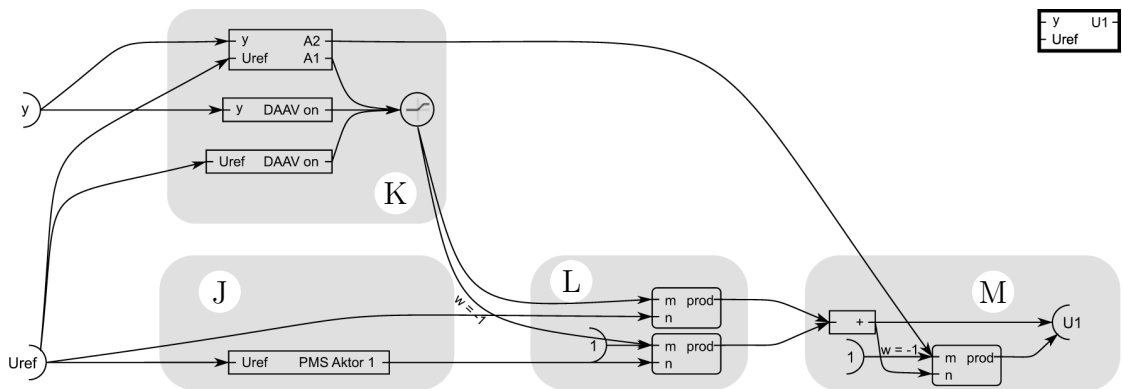


Abbildung A.17.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur hybriden Steuerung für einen Aktor. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Zusammenführung der drei Detektoren (K), zur Erzeugung der PMS (J), zur Strukturumschaltung zwischen Referenzsteuerung und PMS (L) sowie zur Reduktion der Antriebsleistung (M). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

Die Abbildungen A.18 und A.19 zeigen die Netze der hybriden Steuerung für drei und vier Aktoren. Funktion und Aufbau beider Netze entsprechen dem Netz der hybriden Steuerung aus Abschnitt 10.1.

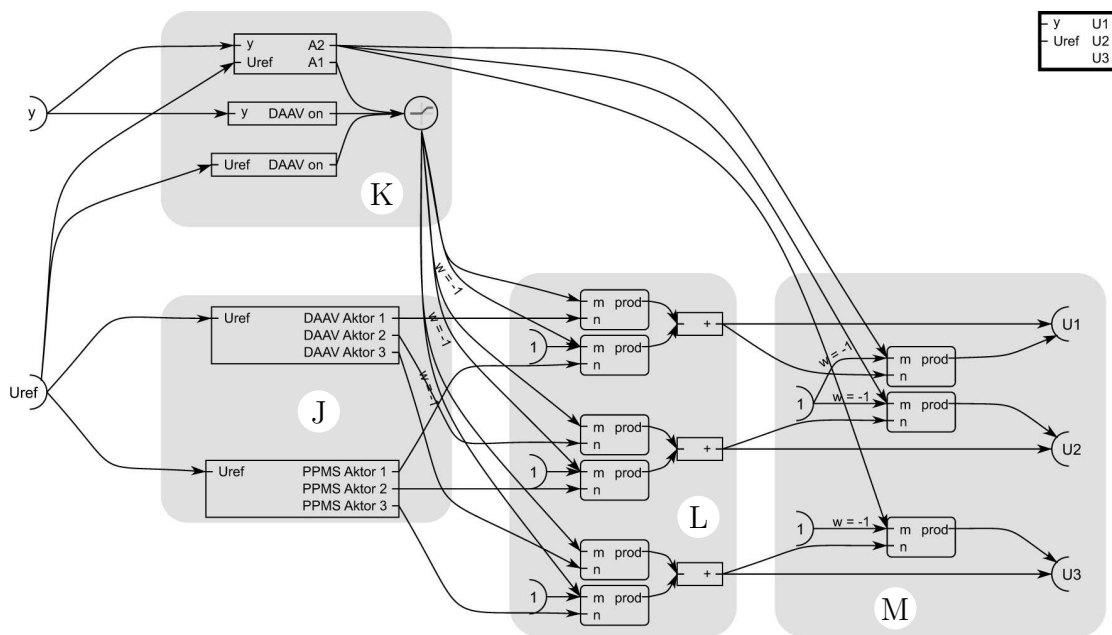


Abbildung A.18.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur hybriden Steuerung für drei Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Zusammenführung der drei Detektoren (K), zur Erzeugung der DAAV und PPMS (J), zur Strukturumschaltung zwischen DAAV und PPMS (L) sowie zur Reduktion der Antriebsleistung (M). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

A.4. Implementation der hybriden Steuerung (Ergänzungen)

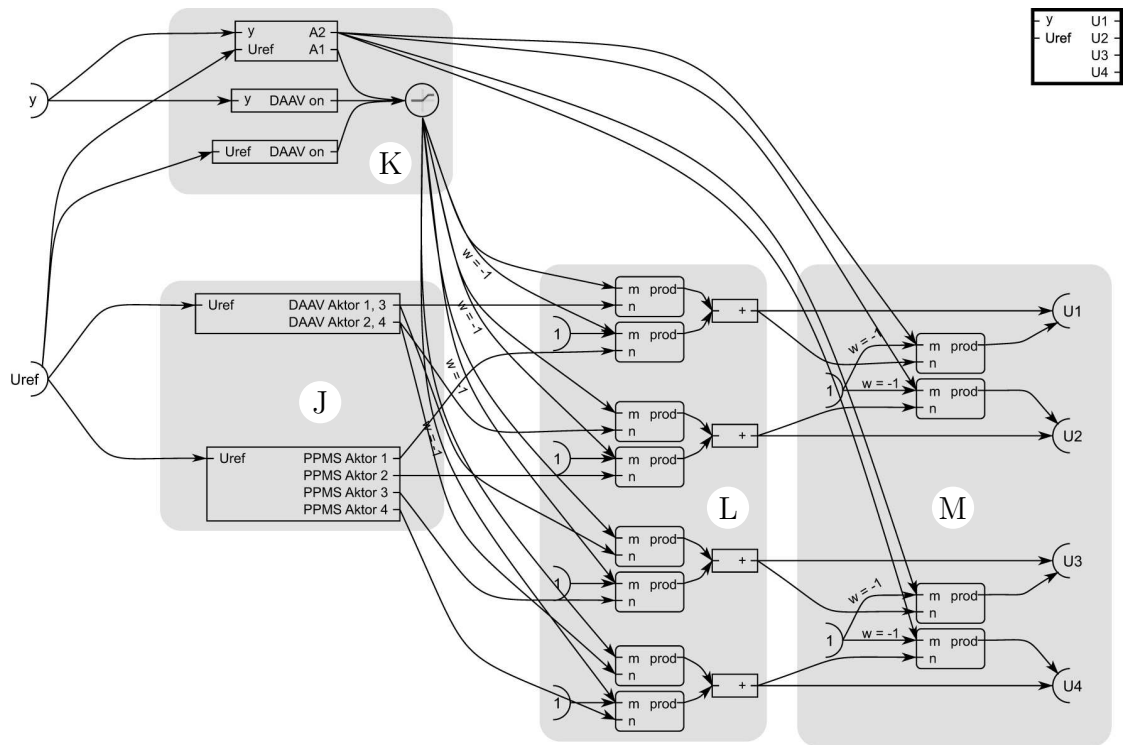


Abbildung A.19.: Im BrainDesigner implementiertes Netz zur hybriden Steuerung für vier Aktoren. Die vier grauen Felder kennzeichnen die Teilnetze zur Zusammenführung der drei Detektoren (K), zur Erzeugung der DAAV und PPMS (J), zur Strukturumschaltung zwischen DAAV und PPMS (L) sowie zur Reduktion der Antriebsleistung (M). Das Blockschaltbild des Netzes ist oben rechts abgebildet.

A.5. Ermittelte Steuerungsparameter für den Roboter Myon

In den folgenden Tabellen A.1 und A.2 sind die gelenkspezifischen Konfigurationen wie Anzahl der Aktoren und Übersetzungen angegeben. Zudem sind die ermittelten und für die Experimente in Kapitel 10 eingesetzten Parameter der hybriden Steuerung zusammengestellt; die Parameter werden unter Berücksichtigung der Arbeitsfrequenz der Elektronik (100 Hz) und der Skalierungsfaktoren der Sensor- und Antriebssignale angegeben. Dadurch wird eine direkte Eingabe der Parameter in die *BrainDesigner*-Netze ohne vorherige Umrechnung ermöglicht.

Tabelle A.1.: Gelenkspezifische Antriebsfaktoren

Körperteil	Gelenk	Anzahl	Übersetzung	Übersetzung	Arbeitsbereich	Vorspannung
		Aktoren N []	Aktoren $1:i_{An}$ []	Sensoren $1:i_{Se}$ []	Sensoren α_{Se} [°]	U_V [V/14,8]
Kopf	Hals (<i>Pitch</i>)	1	1	1	340	-
	Hals (<i>Roll</i>)	1	1	1	300	-
	Hals (<i>Yaw</i>)	1	1	1	300	-
Arm	Schulter	1	2	1,323	340	0,0156
	Ellenbogen	1	2	1,323	340	-
	Handgelenk	1	1	1	300	-
Greifer		1	-	1	300	-
Torso	Schulter	2	1,65	1,318	340	0,0156
	Taille	1	4	2,242	340	-
	Hüfte (<i>Yaw</i>)	1	2,73	1	340	-
Bein	Hüfte (<i>Roll</i>)	2	2,5	1,323	340	0,0156
	Hüfte (<i>Pitch</i>)	3	2,5	1,323	340	0,0156
	Knie	3	2,5	1,59	340	0,0156
	Fußgelenk (<i>Pitch</i>)	4	2,5	2,3	340	0,0156
	Fußgelenk (<i>Roll</i>)	1	2,5	1	340	-

Tabelle A.2.: Gelenkspezifische Steuerungsparameter

Körperteil	Gelenk	K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	T_1 [s]	T_2 [s]
Kopf	Hals (<i>Pitch</i>)	0	0,0106	0,005	0,0026	0,5	0,8	0,1	0,25
	Hals (<i>Roll</i>)	0	0,0120	0,005	0,0030	0,5	0,8	0,1	0,25
	Hals (<i>Yaw</i>)	0	0,0120	0,005	0,0030	0,5	0,8	0,1	0,25
Arm	Schulter	0	0,0040	0,005	0,0010	0,5	0,8	0,1	0,25
	Ellenbogen	0	0,0040	0,005	0,0010	0,5	0,8	0,1	0,25
	Handgelenk	0	0,0120	0,005	0,0030	0,5	0,8	0,1	0,25
Greifer		0	0,0120	0,005	0,0030	0,5	0,8	0,1	0,25
Torso	Schulter	0,03126	0,0049	0,005	0,0012	0,5	0,8	0,1	0,25
	Taille	0	0,0012	0,005	0,0003	0,5	0,8	0,1	0,25
	Hüfte (<i>Yaw</i>)	0	0,0039	0,005	0,0010	0,5	0,8	0,1	0,25
Bein	Hüfte (<i>Roll</i>)	0,03126	0,0032	0,005	0,0008	0,5	0,8	0,1	0,25
	Hüfte (<i>Pitch</i>)	0,03126	0,0032	0,005	0,0008	0,5	0,8	0,1	0,25
	Knie	0,03126	0,0027	0,005	0,0007	0,5	0,8	0,1	0,25
	Fußgelenk (<i>Pitch</i>)	0,03126	0,0018	0,005	0,0005	0,5	0,8	0,1	0,25
	Fußgelenk (<i>Roll</i>)	0,03126	0,0042	0,005	0,0011	0,5	0,8	0,1	0,25

Anhang B.

Betreute Abschlussarbeiten

I. Kervankiran, Aufbau der Messeinrichtung zur Funktionsanalyse bidirektionaler Freilaufkupplungen, Rheinische Fachhochschule Köln, Diplomarbeit, 2013.

I. Mayor, Evaluation and Design of a Passive Coupling System for a Bidirectional Overrunning Clutch, Rheinische Fachhochschule Köln, Bachelorarbeit, 2013.

A. Pando, A Bidirectional Overrunning Clutch, Design and Proof for the Humanoid Robot Myon, Rheinische Fachhochschule Köln, Bachelorarbeit, 2013.

M. Totorikaguena, Analysis and Calculation of the Bidirectional Overrunning Clutch for the Humanoid Robot Myon, Rheinische Fachhochschule Köln, Bachelorarbeit, 2012.

B. Bilbao, Design and Calculation of a Gear, Rheinische Fachhochschule Köln, Bachelorarbeit, 2012.

T. Geppert, Konstruktion einer bidirektionalen Freilaufkupplung zur Integration in humanoide Roboter, Technische Universität Berlin, Bachelorarbeit, 2011.

Anhang C.

Eigene Veröffentlichungen, Vorträge und Patente

T. Siedel, S. Schrader, M. Schulze, Haltearm zum Positionieren eines medizinischen Instruments oder eines medizinischen Geräts, Patenteinreichung, Veröffentlichungsnr. DE102014104557A1, 2014.

M. Hild, **T. Siedel**, C. Benckendorff, C. Thiele und M. Spranger, Kapitel: Myon, in L. Steels und M. Hild, Language Grounding in Robots, Springer, New York, 2012.

A. von Twickel, M. Hild, **T. Siedel**, V. Patel und F. Pasemann, Neural Control of a Modular Multi-Legged Walking Machine: Simulation and Hardware Robotics and Autonomous Systems. Robotics and Autonomous Systems, 2012.

T. Siedel, Kognitive Robotik, Rheinische Fachhochschule Köln, Gastvortrag, 2012.

M. Hild, **T. Siedel**, und T. Geppert, Design of a Passive, Bidirectional Overrunning Clutch for Rotary Joints of Autonomous Robots, International Conference on Intelligent Robotics and Applications (ICIRA), 2011.

M. Hild, **T. Siedel**, C. Benckendorff, M. Kubisch, und C. Thiele, Myon: Concepts and Design of a Modular Humanoid Robot Which Can Be Reassembled During Runtime, 14th International Conference on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines (CLAWAR), 2011.

T. Siedel, M. Hild und M. Weidner, Concept and Design of the Modular Actuator System for the Humanoid Robot MYON. International Conference on Intelligent Robotics and Applications (ICIRA), 2011.

T. Siedel, D. Lukac, T. Geppert, C. Benckendorff und M. Hild, Operating Characteristics of a Passive, Bidirectional Overrunning Clutch for Rotary Joints of Robots. International Symposium on Information, Communication and Automa-

tion Technologies (ICAT), 2011.

D. Lukac, **T. Siedel** und C. Benckendorff, Designing the Test Feet of the Humanoid Robot M-Series, Information, Communication and Automation Technologies (ICAT), 2009.

T. Siedel, Roboter in Anwendung und Forschung, Rheinische Fachhochschule Köln, Gastvortrag, 2009.

T. Siedel, Entwicklung eines elektromechanischen Antriebssystems für Gehroboter in Anlehnung an biologische Prinzipien, Diplomarbeit, 2008.

A. von Twickel, M. Hild, **T. Siedel** und F. Pasemann, Octavio: Autonomous Legs for a Reconfigurable Walking Machine, French-German Workshop on Humanoid and Legged Robots (HLR), 2006.

Bezeichnungen

Abkürzungen

AB3D	AccelBoard3D
ABS	Acrylnitril-Butadien-Styrol
BEMF	<i>Back Electromagnetic Force</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
CSL	<i>Cognitive Sensomotoric Loop</i>
DAAV	Dynamische und Asymmetrische Anpassung der Vorspannung
DC	<i>Direct Current</i>
DMOS	<i>Double Diffused Metal Oxide Semiconductor</i>
DOF	<i>Degrees of Freedom</i>
DS	<i>Double Strand</i>
FDM	<i>Fused Deposition Modeling</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transformation</i>
FPGA	<i>Field Programmable Gate Array</i>
HRA	<i>High Redundant Actuators</i>
MIT	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
PHM	Pulshöhenmodulation
PID	Proportional-Integral-Differenzial-Regler
PMS	Pulsmodulierte Steuerung
PPMS	Phasenverschobene Pulsmodulierte Steuerung
PWM	Pulsweitenmodulation
RASL	Reduktion der Antriebsleistung bei Statischer Last
SC	<i>Spinal Cord</i>
VIA	<i>Variable Impedance Actuator</i>
VSA	<i>Variable Stiffness Actuator</i>
XSC	<i>Extended Spinal Cord</i>

Mathematische Symbole

x, X	Skalare
$\boldsymbol{x}, \boldsymbol{X}$	Vektoren

Tabelle C.1.: Physikalische Größen

a_B	[V]	Amplitude der Basisschwingung
A	[]	Geräuschpegel (Messmikrofon)
C_{PWM}	[F]	Kapazität der H-Brücke
D	[]	Dämpfung
e	[rad]	Regelabweichung
e_F	[rad]	Regelabweichung Fußgelenk (<i>Pitch</i>)
e_H	[rad]	Regelabweichung Hüftgelenk (<i>Pitch</i>)
e_K	[rad]	Regelabweichung Kniegelenk
E_A	[Ws]	Aufgenommene Energie der Antriebe
f_B	[Hz]	Frequenz der Basisschwingung
f_{LC}	[Hz]	Frequenz des LC-Glieds
f_s	[Hz]	Arbeitsfrequenz der Steuerelektronik
g	[m/s ²]	Gravitationskonstante
i_G	[]	Getriebeübersetzung
i_S	[]	Übersetzung zwischen Winkelsensor und Gelenk
I	[A]	Strom
I_0	[A]	Leerlaufstrom
I_M	[A]	Motorstrom
I_{max}	[A]	Anhaltestrom
J	[gm ²]	Trägheit
J_A	[gm ²]	Trägheit des Aktors
J_M	[gm ²]	Motorträgheit
J_P	[gm ²]	Pendelträgheit
l_P	[m]	Pendellänge
k	[Nm/rad]	Drehfedersteifigkeit
K_A	[1/min Nm]	Motorkonstante aller treibenden Antriebe

Tabelle C.2.: *Physikalische Größen, Fortsetzung*

K_B	[1/min Nm]	Motorkonstante aller bremsenden Antriebe
K_n	[1/min V]	Drehzahlkonstante
K_M	[Nm/A]	Drehmomentkonstante
M	[Nm]	Drehmoment
M_{Diff}	[Nm]	Differenzmoment
M_{ab}	[Nm]	Abtriebsmoment
M_M	[Nm]	Motormoment
M_B	[Nm]	Bremsmoment
$M_R, M_{R_C},$ M_{R_V}	[Nm]	Reibmoment (Coulomb-Reibung, viskose Reibung)
M_{max}	[Nm]	Maximales Abtriebsmoment
m_P	[g]	Pendelmasse
M_P	[Nm]	Lastmoment des Pendels
n	[1/min]	Drehzahl
P	[W]	Leistungsaufnahme
$P_{V_{max}}$	[dB]	Maximalpegel von Vibrationen
$P_{G_{max}}$	[dB]	Maximaler Geräuschpegel
R_A	[Ω]	Wicklungswiderstand
R_{Shunt}	[Ω]	Shunt-Widerstand
t	[s]	Zeit
T	[s]	Periodendauer
T_1, T_2	[s]	Zeitparameter der hybriden Steuerung
T_S	[s]	Periodendauer der Signalverarbeitung
U	[V]	Spannung
\mathbf{U}	[V]	Steuerspannungsvektor
U_0	[V]	Zum Drehen des Aktors notwendige Minimalspannung

Tabelle C.3.: Physikalische Größen, Fortsetzung

U_i	[V]	Steuerspannung i-ter Antrieb
U_B, U_{B_i}	[V]	Spannungsverlauf der Basisschwingung
U_{G_i}	[V]	Steuerspannung i-te Antriebsgruppe
U_{halt}	[V]	Haltespannung
U_{min}	[V]	Niedrigste erzeugbare Motorspannung
U_{max}	[V]	Betriebsspannung des Netzteils
U_N	[V]	Steuerspannung des N-ten Antriebs
U_{ref}	[V]	Referenzspannung
\mathbf{U}_{ref}	[V]	Referenzspannungsvektor
U_{Shunt}	[V]	Spannungsabfall am Shunt-Widerstand
U_{stell}	[V]	Stellspannung
U_V	[V]	Spannungswerte zur Einstellung der antagonistischen Vorspannung
y	[rad]	Winkel, Regelgröße
\dot{y}	[rad/s]	Winkelgeschwindigkeit
\ddot{y}	[rad/s ²]	Winkelbeschleunigung
y_i	[rad]	Idealer Winkelverlauf
\mathbf{y}_{ist}	[Grad]	Positionsvektor
$\bar{y}_r(t)$	[rad]	Realer Winkelverlauf, gemittelt
α_{Se}	[Grad]	Arbeitsbereich des Winkelsensors
μ	[]	Reibungskoeffizient
μ_H	[]	Haftreibungskoeffizient
μ_G	[]	Gleitreibungskoeffizient
φ, φ_i	[rad]	Phasenverschiebung für i-ten Aktor
τ	[°C]	Temperatur

Tabelle C.4.: Mathematische Größen

A_1, A_2	Ausgänge des RASL-Schaltblocks
\mathbf{d}	Proportionalitätsvektor zur Gelenksteuerung
E	Eingang des RASL-Schaltblocks
E_L	Fehlerquadrat der Linearitätsabweichung
E_S	Fehlerquadrat der Symmetrieabweichung
F_Δ	Dreiecksschwingung
G_1, G_2	Antriebsgruppen
\mathbf{h}	Proportionalitätsvektor zur Kompensation der Gravitationskraft
i	Zählvariable
J_e	Kostenfaktor für Energiekosten
J_p	Kostenfaktor für die Regelabweichung
J_s	Kostenfaktor für die Geschwindigkeit der Regelgröße
J_{ges}	Gesamtkostenfaktor
K_1 bis K_6	Parameter der hybriden Steuerung
$\mathbf{K_P}$	Proportionalitätsvektor für die Proportionalitätsregelung
K_P	Proportionalitätsfaktor für P-Regler
K_I	Korrekturfaktoren des Stromsensors
K_{M1}, K_{M2}	Korrekturfaktoren des Drehmomentsensors
$K_{Temp1},$	Korrekturfaktoren des Temperatursensors
K_{Temp2}	
N	Anzahl parallel gekoppelter Antriebe
p	Signifikanzniveau
q	Anzahl der Antriebssätze je Ebene
S_M	Signal des Drehmomentsensors
S_{opt}	Signal des optischen Winkelsensors
S_U	Signal des Spannungssensors

Tabelle C.5.: Mathematische Größen, Fortsetzung

S_I	Signal des Stromsensors
S_{RX-28}	Signal des Winkelsensors im Servomotor RX-28
S_{Temp}	Signal des Temperatursensors
v	Sollwert
w	Synapsengewichtung
W	Teilermenge aller geradzahligen Teiler von Z_B
X	Änderungsfaktor zur Steigerung der Antriebsspannung
z	Anzahl der Elemente in W
Z_B	Anzahl der Arbeitszyklen in einer Periodendauer der Basis-schwingung

Abbildungsverzeichnis

2.1.	Zeitlicher Entwicklungsverlauf multiaktuierter Antriebe	6
2.2.	Schematischer Antriebsaufbau	7
2.3.	Humanoide Roboter mit konventionellen Antriebssystemen	8
2.4.	Humanoide Roboter mit hoher motorischer Leistungsfähigkeit	9
2.5.	Humanoide Roboter mit elastischen Eigenschaften	11
2.6.	Anthropromimetische Roboter	12
2.7.	BioRob-Arm	14
2.8.	Roboterhand	16
2.9.	MACCEPA	19
2.10.	DLR-Hand	20
2.11.	Aktorkaskade	22
4.1.	DC-Motor Ersatzschaltbild	29
4.2.	Charakteristische Motorkennlinien	30
4.3.	Reibungsarten	32
4.4.	Vierquadrantenansicht	34
4.5.	Servomotor RX-28	35
4.6.	Schaltzustände der H-Brücke	38
4.7.	Funktionsweise der PWM	38
4.8.	Antriebsteststand	40
4.9.	Blockschaltbild des Antriebsteststandes	41
4.10.	Messwelle des Antriebsteststandes	42
5.1.	Teststand mit Pendel und Kopplungsgetriebe mit zwei Aktoren	47
5.2.	Rohdaten des Experimentes zur antagonistischen Vorspannung	50
5.3.	Energieverbrauch in Abhängigkeit von K_P und U_V	53
5.4.	Regelabweichung in Abhängigkeit von K_P und U_V	54
5.5.	Geschwindigkeit in Abhängigkeit von K_P und U_V	56
5.6.	Kostensumme J_{ges} in Abhängigkeit von K_P und U_V	57
5.7.	Eigenschaftsbereiche des Parameterfeldes von K_P und U_V	58
6.1.	Teststand und Kopplungsgetriebe mit zwei Aktoren	63
6.2.	Stellgröße und Drehzahlverhalten bei identischer Ansteuerung	65
6.3.	Drehzahlkennlinie bei identischer Ansteuerung	66
6.4.	25 Drehzahlkennlinien für schrittweise gesteigerte Vorspannung	67

6.5.	Idealisierte Drehzahlkennlinien in Abhängigkeit der Vorspannung U_V	68
6.6.	Größe des Stillstandsbereiches in Abhängigkeit von U_V	70
6.7.	Stellgrößen und Drehzahlverhalten bei $U_V = 0,23\text{ V}$	71
6.8.	Drehzahlkennlinie bei konstanter Vorspannung von $U_V = 0,23\text{ V}$	72
6.9.	Stellgrößen und Drehzahlverhalten bei dynamischer Vorspannung	74
6.10.	Stellgrößen und Drehzahlverhalten bei dynamischer asymmetrischer Vorspannung	77
6.11.	Drehzahlkennlinie bei dynamischer asymmetrischer Vorspannung	78
7.1.	Teststand mit Messmikrofon, Oszilloskop und Temperatursensor	82
7.2.	Steuerung unter Last: Signal und Signalantwort	85
7.3.	Frequenzen der Pulsmodulation	90
7.4.	Signalaufbereitung der pulsmodulierten Ansteuerung	91
7.5.	Pendeltrajektorien bei Pulsmodulation	92
7.6.	Pendeltrajektorien bei phasenvorschobener Pulsmodulation	94
7.7.	Symmetrie und Linearität der Pendeltrajektorien	97
7.8.	Symmetrie- und Linearitätsabweichung	99
7.9.	Maximalmoment und Vibrationen	102
7.10.	Exemplarische Drehmomentverläufe	104
7.11.	Frequenzspektren exemplarischer Drehmomentverläufe	105
7.12.	Exemplarische Leistungsaufnahmen	106
7.13.	Energieverbrauch	107
7.14.	Geräuschaufnahmen	109
7.15.	Maximale Geräuschpegel	110
7.16.	Auswertungsmatrix	112
8.1.	Verlauf der Steuerspannungen bei steigender Anzahl an Aktoren	118
8.2.	Drehzahlkennlinie bei dynamischer, asymmetrischer Vorspannung am Beispiel von drei Aktoren	119
8.3.	Schema der Phasenverschiebungsmatrix	122
8.4.	Beispiele für die Aufteilung der Aktoren in der Phasenverschie- bungsmatrix	124
8.5.	Stell- und Haltespannung	127
8.6.	Blockschaltbild der hybriden Steuerung	129
8.7.	Test der hybriden Steuerung	133
9.1.	Foto des humanoiden Roboters Myon	137
9.2.	Modularer Aufbau des Roboters Myon	139
9.3.	Kinematik des Roboters Myon	141
9.4.	Massenverteilung im Roboter Myon	144
9.5.	Nielsystem	147
9.6.	Exoskelett	148
9.7.	Elektromechanischer Flansch	149

9.8. Vier Arten von Antriebskupplungen	150
9.9. Beispiel für Antrieb mit vier gekoppelten Aktoren	151
9.10. Akkumulataraufbau	152
9.11. Akkumulatoreinschub	153
9.12. Drei Greifertypen	155
9.13. Interner Aufbau des Vierfinger-Greifers	156
9.14. Vierfingergreifer in drei Situationen	157
10.1. Implementation der PPMS für zwei Aktoren	160
10.2. Implementation der DAAV für zwei und vier Aktoren	161
10.3. Implementation des Detektors für kleine Signalgrößen	162
10.4. Implementation des Detektors für hohe Geschwindigkeiten	163
10.5. Implementation des Detektors für statische Positionen	164
10.6. Implementation der hybriden Steuerung für zwei Aktoren	164
10.7. Kniebeuge des Roboters Myon	169
10.8. Signalverlauf während einer Kniebeuge	171
10.9. Blockschaltbild der CSL	172
10.10. Sequenzen des aufstehenden Beines	173
10.11. Gelenkwinkel des aufstehenden Beines	175
A.1. K_n -Diagramm	184
A.2. K_M -Diagramm	185
A.3. Oszilloskopieren von Motorspannung und Motorstrom	187
A.4. Leerlaufmessung	188
A.5. K_n -Diagramm <i>Brake-Modus</i>	189
A.6. K_n -Diagramm <i>Coast-Modus</i>	190
A.7. Stillstandsmessung	191
A.8. K_M -Diagramm <i>Brake-Modus</i>	192
A.9. K_M -Diagramm <i>Coast-Modus</i>	192
A.10. Kennlinie Drehmomentsensor	195
A.11. Messgenauigkeit Drehmomentsensor	197
A.12. Exemplarische Phasenverschiebungsmatrix für 46 Aktoren	202
A.13. Implementation der PMS	203
A.14. Implementation der PPMS für drei Aktoren	203
A.15. Implementation der PPMS für vier Aktoren	204
A.16. Implementation der DAAV für drei Aktoren	205
A.17. Implementation der hybriden Steuerung für einen Aktor	206
A.18. Implementation der hybriden Steuerung für drei Aktoren	207
A.19. Implementation der hybriden Steuerung für vier Aktoren	208

Tabellenverzeichnis

4.1. DC-Motor RE-max 17 (Artikelnummer 214897)	36
4.2. Spezifikationen des optischen Winkelsensors	43
4.3. Spezifikationen des Drehmomentsensors	43
9.1. Gewichtsverteilung und Aktuierung des Roboters Myon	142
9.2. Zusammenstellung der propriozeptiven Sensoren des Roboters Myon	143
A.1. Gelenkspezifische Antriebsfaktoren	210
A.2. Gelenkspezifische Steuerungsparameter	211
C.1. Physikalische Größen	216
C.2. Physikalische Größen, Fortsetzung	217
C.3. Physikalische Größen, Fortsetzung	218
C.4. Mathematische Größen	219
C.5. Mathematische Größen, Fortsetzung	220

Literaturverzeichnis

- [1] *EU-Projekt ALEAR: Artificial Language Evolution on Autonomous Robots.* www.ikw.uni-osnabrueck.de/~neurokybernetik/projects/alear.html, . – [Online; aufgerufen 06-Juni-2014]
- [2] *EU-Projekt AMARSI.* www.amarsi-project.eu, . – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [3] *EU-Projekt Myrobotics.* www.myrobotics.eu, . – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [4] *EU-Projekt STIFF: Biomorphie Variable Stiffness.* www.stiff-project.eu, . – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [5] *EU-Projekt VIATORS: Variable Impedance Actuation Systems Embodying Advanced Interaction Behaviors.* www.viactors.org, . – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [6] *Homepage Honda, Asimo.* www.asimo.honda.com/, . – [Online; aufgerufen 17-Januar-2015]
- [7] *Homepage IEEE Spectrum.* www.spectrum.ieee.org/automaton/robotics/humanoids/schaft-robot-company-bought-by-google-darpa-robotics-challenge-winner, . – [Online; aufgerufen 17-Januar-2015]
- [8] *Homepage Nextage, Kawada Industries Inc.* www.nextage.kawada.jp/en/, . – [Online; aufgerufen 17-Januar-2015]
- [9] *Homepage Pal Robotics.* www.pal-robotics.com/en/products/reem-c/, . – [Online; aufgerufen 17-Januar-2015]
- [10] *Technische Details über den humanoiden Roboter NAO (Homepage des Herstellers Aldebaran).* www.aldebaran.com/en/more-about, . – [Online; aufgerufen 25-November-2014]
- [11] HAMEG: *Datenblatt Oszilloskop Typ HM1008-2.* www.hameg.com, 2008. – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [12] Audacity: *Audioprogramm.* www.audacity.de, 2013. – [Online; aufgerufen 08-März-2013]

- [13] Earthworks: *Datenblatt Messmikrofon Typ M30*.
www.earthworksaudio.com, 2013. – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [14] ALBU-SCHÄFFER, A.: *Regelung von Robotern mit elastischen Gelenken am Beispiel der DLR-Leichtbauarme*, Technische Universität München, Diss., 2001
- [15] ALBU-SCHÄFFER, A. ; HADDADIN, S. ; OTT, C. ; STEMMER, A. ; WIMBÖCK, T. ; HIRZINGER, G.: The DLR lightweight robot: design and control concepts for robots in human environments. In: *Industrial Robot: An International Journal* 34 (2007), Nr. 5, S. 376–385
- [16] ALBU-SCHÄFFER, A. ; EIBERGER, O. ; GREBENSTEIN, M. ; HADDADIN, S. ; OTT, C. ; WIMBÖCK, T. ; WOLF, S. ; HIRZINGER, G.: Soft Robotics: From Torque Feedback Controlled Lightweight Robots to Intrinsically Compliant Systems. In: *Robotics & Automation Magazine* (2008)
- [17] AN, J. ; KWON, D. S.: Haptic Experimentation on a Hybrid Active/Passive Force Feedback Device. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* Bd. 4 IEEE, 2002, S. 4217 – 4222
- [18] ATMEL (Hrsg.): *Datenblatt ATmega8*. Atmel, 2010
- [19] BENCKENDORFF, C.: *persönliche Mitteilung*. HU Berlin,
- [20] BETHGE, S.: *ABC-Learning: Ein Lernverfahren zur modellfreien Selbsterkundung autonomer Roboter*. Humboldt-Universität zu Berlin, 2014. – Diplomarbeit
- [21] BILBAO, B.: *Design and Calculation of a Gear*. Rheinische Fachhochschule Köln, 2012. – Bachelorarbeit
- [22] BOWEN, K. ; O'MALLEY, M. K.: Adaptation of Haptic Interfaces for a Labview-Based System Dynamics Course. In: *14th Symposium on Haptic Interfaces for Virtual Environment and Teleoperator Systems* IEEE, 2006, S. 147 – 152
- [23] BROOKS, R. A.: A robust layered control system for a mobile robot. In: *Robotics and Automation, IEEE Journal of* 2 (1986), Nr. 1, S. 14–23
- [24] BROOKS, R. A.: Intelligence without representation. In: *Artificial intelligence* 47 (1991), Nr. 1, S. 139–159
- [25] BROOKS, R. A.: *Cambrian intelligence: the early history of the new AI*. MIT press, 1999

- [26] CANUDAS, C. ; ASTROM, K. ; BRAUN, K.: Adaptive Friction Compensation in DC-Motor Drives. In: *Journal of Robotics and Automation* 3 (1987), Nr. 6, S. 681 – 685
- [27] CATALANO, M. G. ; GRIOLI, G. ; GARABINI, M. ; BONOMO, F. ; MANCINI, M. ; TSAGARAKIS, N. ; BICCHI, A.: VSA-CubeBot: a Modular Variable Stiffness Platform for Multiple Degrees of Freedom Robots. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* IEEE, 2011, S. 5090 – 5095
- [28] CATALANO, M. G. ; SCHIAVI, R. ; BICCHI, A.: Mechanism Design for Variable Stiffness Actuation Based on Enumeration and Analysis of Performance. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* IEEE, 2010, S. 3285 – 3291
- [29] DAVIES, J. ; DIXON, R. ; GOODALL, R. M. ; STEFFEN, T.: Multi-agent Control of High Redundancy Actuation. In: *International Journal of Automation and Computing* 11 (2014), Nr. 1, S. 1 – 9
- [30] DAVIES, J. ; STEFFEN, T. ; DIXON, R. ; GOODALL, R. M. ; ZOLOTAS, A. C. ; PEARSON, J. T.: Modelling of High Redundancy Actuation Utilising Multiple Moving Coil Actuators. In: *The International Federation of Automatic Control (IFAC)* (2008)
- [31] DAVIES, J. ; STEFFEN, T. ; DIXON, R. ; GOODALL, R.M.: Multi-Agent Control of High Redundancy Actuation. In: *Davies, Steffen, Dixon and Goodall* (2008)
- [32] DERMITZAKIS, K. ; MORALES, M. R. ; SCHWEIZER, A.: Modeling the Frictional Interaction in the Tendon-Pulley System of the Human Finger for Use in Robotics. In: *Artificial Life* 19 (2013), Nr. 1, S. 149 – 169
- [33] DIXON, R. ; STEFFEN, T. ; DAVIES, J. ; ZOLOTAS, A.C. ; PEARSON, J.T. ; DU, X.: HRA-Intrinsically Fault Tolerant Actuation Through High Redundancy. In: *The International Federation of Automatic Control (IFAC)*, 2009
- [34] DU, X. ; DIXON, R. ; GOODALL, R.M. ; ZOLOTAS, A.C.: LQG Control of a High Redundancy Actuator. In: *International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (ASME)* IEEE, 2007, S. 1 – 6
- [35] GEPPERT, T.: *Konstruktion einer Bidirektionalen Freilaufkupplung zur Integration in Humanoide Roboter*. Humboldt-Universität zu Berlin, Institut für Informatik, 2011. – Bachelorarbeit

- [36] GHORBANI, R. ; WU, Q.: Closed Loop Control of an Intentionally Adjustable Compliant Actuator. In: *American Control Conference IEEE*, 2006, S. 6 – PP
- [37] GRAMSCH, T.: *Kaskadierte Aktoren als Biomimetische Antriebselemente*, Universität Ilmenau, Diss., 2006
- [38] GREBENSTEIN, M. ; ALBU-SCHÄFFER, A. ; BAHLS, T. ; CHALON, M. ; EIBERGER, O. ; FRIEDL, W. ; GRUBER, R ; HADDADIN, S. ; HAGN, U. ; HASLINGER, R. u. a.: The DLR Hand Arm System. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA) IEEE*, 2011, S. 3175 – 3182
- [39] GREBENSTEIN, M. ; SMAGT, P. van d.: Antagonism for a Highly Anthropomorphic Hand-Arm System. In: *Advanced Robotics* 22 (2008), Nr. 1, S. 39 – 55
- [40] GROTE, K. H. ; FELDHUSEN, J.: *Dubbel Taschenbuch für den Maschinenbau*. 22. Springer, 2007
- [41] HEIN, D.: *Simloid: Evolution of Biped Walking Using Physical Simulation*, Humboldt-Universität zu Berlin, Diplomarbeit, 2007
- [42] HENRIQUE, P.: *DARPA Robotics Challenge*. Faculty of Worcester Polytechnic Institute, 2014. – Bachelorarbeit
- [43] HILD, M.: *Neurodynamische Module zur Bewegungsteuerung autonomer mobiler Roboter*, Humboldt-Universität zu Berlin, Diss., 2007
- [44] HILD, M.: Defying Gravity - A Minimal Cognitive Sensorimotor Loop Which Makes Robots With Arbitrary Morphologies Stand Up. In: *Proceedings 11th International Conference on Accomplishments in Electrical and Mechanical Engineering and Information Technology (DEMI) (2013)*
- [45] HILD, M. ; KUBISCH, M.: Self-Exploration of Autonomous Robots Using Attractor-Based Behavior Control and ABC-Learning. In: *11th Scandinavian Conference on Artificial Intelligence (SCAI)*, 2011
- [46] HILD, M. ; KUBISCH, M. ; HÖFER, S.: Using Quadric-Representing Neurons (QRENS) for Real-Time Learning of an Implicit Body Model. In: *Robotica*. Lisbon, Portugal, 2011
- [47] HILD, M. ; SIEDEL, T. ; BENCKENDORFF, C. ; KUBISCH, M. ; THIELE, C.: Myon: Concepts and Design of a Modular Humanoid Robot Which Can Be Reassembled During Runtime. In: *Proceedings of the 14th International Conference on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines*, 2011

- [48] HILD, M. ; SIEDEL, T. ; GEPPERT, T.: Design of a Passive, Bidirectional Overrunning Clutch for Rotary Joints of Autonomous Robots. In: *International Conference on Intelligent Robotics and Applications (ICIRA)*, 2011
- [49] HILD, M. ; THIELE, C. ; BENCKENDORFF, C.: The Distributed Architecture for Large Neural Networks (DISTAL) of the Humanoid Robot MYON. In: *International Conference on Neural Computation Theory and Applications (NCTA)*, 2011
- [50] HUANG, Y. ; VANDERBORGH, B. ; VAN HAM, R. ; WANG, Q. ; VAN DAMME, M. ; XIE, G. ; LEFEBER, D.: Step Length and Velocity Control of a Dynamic Bipedal Walking Robot with Adaptable Compliant Joints. In: *Transactions on Mechatronics* 18 (2013), Nr. 2, S. 598 – 611
- [51] HURST, J. ; RIZZI, A.: Series compliance for an efficient running gait. In: *Robotics & Automation Magazine* 15 (2008), Nr. 3, S. 42 – 51
- [52] HURST, J. W. ; CHESTNUTT, J. E. ; RIZZI, A. A.: An actuator with physically variable stiffness for highly dynamic legged locomotion. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* Bd. 5 IEEE, 2004, S. 4662 – 4667
- [53] HURST, J. W. ; CHESTNUTT, J. E. ; RIZZI, A. A.: Design and Philosophy of the BiMASC, a Highly Dynamic Biped. In: *International Conference on Robotics and Automation* IEEE, 2007, S. 1863 – 1868
- [54] JAFARI, A. ; TSAGARAKIS, N. G. ; CALDWELL, D. G.: AwAS-II: A new Actuator With Adjustable Stiffness Based on the Novel Principle of Adaptable Pivot Point and Variable Lever Ratio. In: *Robotics and Automation (ICRA), 2011 IEEE International Conference on* IEEE, 2011, S. 4638 – 4643
- [55] JÄNTSCH, M. ; WITTMEIER, S. ; DALAMAGKIDIS, K. ; PANOS, A. ; VOLKART, F. ; KNOLL, A.: Anthrob – A Printed Anthropomimetic Robot. In: *International Conference on Humanoid Robots (Humanoids)* IEEE, 2013
- [56] KLUG, S. ; LENS, T. ; STRYK, O. von: Biologically Inspired Robot Manipulator for New Applications in Automation Engineering. (2008)
- [57] KLUG, S. ; MÖHL, B. ; STRYK, O. von ; BARTH, O.: Design and Application of a 3 DOF Bionic Robot Arm. In: *Regulation* 11 (2005), S. 12
- [58] KUBISCH, M. ; BENCKENDORFF, C. ; HILD, M.: Balance Recovery of a Humanoid Robot Using Cognitive Sensorimotor Loops (CSLs). In: *Proceedings of the 14th International Conference on Climbing and Walking Robots and the Support Technologies for Mobile Machines*, 2011

- [59] *Kapitel 19*. In: KURFESS, T. R.: *Robotics and Automation Handbook*. CRC Press Llc, 2005
- [60] LAFFRANCHI, M. ; TSAGARAKIS, N. G. ; CALDWELL, D. G.: Improving Safety of Human-Robot Interaction Through Energy Regulation Control and Passive Compliant Design. In: *Human Machine Interaction – Getting Closer* (2011), S. 155
- [61] LAPEYRE, M. ; N’GUYEN, S. ; LE FALHER, A. ; OUDEYER, P.: Rapid Morphological Exploration with the Poppy Humanoid Platform. In: *2014 IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robots*, S. 8
- [62] LE-TIEN, L. ; ALBU-SCHÄFFER, A.: Adaptive Friction Compensation in Trajectory Tracking Control of DLR Medical Robots with Elastic Joints. In: *International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS) IEEE*, 2012
- [63] LENS, T. ; KUNZ, J. ; STRYK, O. von ; TROMMER, C. ; KARGUTH, A.: Biorob-Arm: A Quickly Deployable and Intrinsically Safe, Light-Weight Robot Arm for Service Robotics Applications. In: *Robotics (ISR), 41st International Symposium on and 6th German Conference on Robotics (ROBOTIK) VDE*, 2010, S. 1 – 6
- [64] LI, Z. ; VANDERBORGH, B. ; TSAGARAKIS, N. G. ; COLASANTO, L. ; CALDWELL, D. G.: Stabilization for the Compliant Humanoid Robot COMAN Exploiting Intrinsic and Controlled Compliance. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA) IEEE*, 2012, S. 2000 – 2006
- [65] LINDNER, H. ; BRAUER, H. ; LEHMANN, C.: *Taschenbuch der Elektrotechnik und Elektronik*. Fachbuchverlag Leipzig, 1993
- [66] LUNZE, J.: *Regelungstechnik 1*. 9. Springer Vieweg, 2013
- [67] MARQUES, H. G. ; JANTSCH, M. ; WITTMEIER, S. ; HOLLAND, O. ; ALESSANDRO, C. ; DIAMOND, A. ; LUNGARELLA, M. ; KNIGHT, R.: ECCE1: the first of a series of anthropomimetic musculoskeletal upper torsos. In: *Proceedings of the 10th IEEE-RAS International Conference on Humanoid Robots (Humanoids) IEEE*, 2010, S. 391–396
- [68] MAXON MOTOR AG (Hrsg.): *Datenblatt, RE-max 17*. Maxon Motor AG, April 2012
- [69] MCHULLOUGH, T. Tamura N. R. Fuchs F. R. Fuchs ; MATSUMOTO, K.: The Making of the Full Toroidal Variator. In: *JTEKT Engineering Journal* (2009)

- [70] MILLER, D. C.: *Continuously Variable Transmission*, 2001. – Patent US006241636B1
- [71] MITROVIC, D. ; KLANKE, S. ; VIJAYAKUMAR, S.: Learning Impedance Control of Antagonistic Systems Based on Stochastic Optimization Principles. In: *The International Journal of Robotics Research* 30 (2011), Nr. 5, S. 556 – 573
- [72] MOHAND-OUSAI, A. ; MILLET, G. ; RÉGNIER, S. ; HALIYO, S. ; HAYWARD, V.: Haptic Interface Transparency Achieved Through Viscous Coupling. In: *The International Journal of Robotics Research* 31 (2012), Nr. 3, S. 319 – 329
- [73] MÖHL, B.: A Composite Drive with Separate Control of Force and Position. In: *Proceedings of the 11th International Conference on Advanced Robotics*, 2003
- [74] NAKANISHI, Y. ; OHTA, S. ; SHIRAI, T. ; ASANO, Y. ; KOZUKI, T. ; KAKEHASHI, Y. ; MIZOGUCHI, H. ; KUROTOBI, T. ; MOTEGI, Y. ; SASABUCHI, K. u. a.: Design Approach of Biologically-Inspired Musculoskeletal Humanoids. In: *Int J Adv Robotic Sy* 10 (2013), Nr. 216
- [75] NELSON, G. ; SAUNDERS, A. ; NEVILLE, N. ; SWILLING, B. ; BONDARYK, J. ; BILLINGS, D. ; LEE, C. ; PLAYTER, R. ; RAIBERT, M.: Petman: A humanoid robot for testing chemical protective clothing. In: *Journal of the Robotics Society of Japan* 30 (2012), Nr. 4, S. 372–377
- [76] OKAMURA, A. M. ; RICHARD, C. ; CUTKOSKY, M. R.: Feeling is Believing: Using a Force-Feedback Joystick to Teach Dynamic Systems. In: *Journal of Engineering Education* 91 (2002), Nr. 3, S. 345 – 350
- [77] OLSSON, H.: *Control Systems with Friction*, Lund Inst. of Technology, Diss., 1996
- [78] OLSSON, H. ; ÅSTRÖM, K. J. ; WIT, C. Canudas d. ; GÄFVERT, M. ; LISCHINSKY, P.: Friction Models and Friction Compensation. In: *European Journal of Control* 4 (1998), S. 176 – 195
- [79] PAINE, N. ; MEHLING, J. ; HOLLEY, J. ; RADFORD, N. ; JOHNSON, G. ; FOK, C. ; SENTIS, L.: Actuator Control for the NASAJSC Valkyrie Humanoid Robot: A Decoupled Dynamics Approach for Torque Control of Series Elastic Robots. In: *Journal of Field Robotics (Submitted 2014)* (2014)
- [80] PARK, I. ; KIM, J. ; LEE, J. ; OH, J.: Mechanical Design of the Humanoid Robot Platform, HUBO. In: *Advanced Robotics* 21 (2007), Nr. 11, S. 1305 – 1322

- [81] PARMIGGIANI, A. ; MAGGIALI, M. ; NATALE, L. ; NORI, F. ; SCHMITZ, A. ; TSAGARAKIS, N. ; VICTOR, J. S. ; BECCHI, F. ; SANDINI, G. ; METTA, G.: The design of the iCub humanoid robot. In: *International journal of humanoid robotics* 9 (2012), Nr. 04
- [82] PARTHEEBAN, M. A.: Design and Fabrication of Continuous Variable Transmission in Four Wheelers. In: *International Journal of Advanced Engineering Technology Robotics and Automation*, 2011
- [83] PETIT, F. ; CHALON, M. ; FRIEDL, W. ; GREBENSTEIN, M. ; SCHAFFER, A. ; HIRZINGER, G.: Bidirectional Antagonistic Variable Stiffness Actuation: Analysis, Design & Implementation. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA) IEEE*, 2010
- [84] PFEIFER, R. ; BONGARD, J.: *How the Body Shapes the Way we Think*. MIT Press, 2006
- [85] PFEIFER, R. ; BONGARD, J. ; BERRY, D.: *Designing Intelligence, Why Brains Aren't Enough*. starmind, 2011
- [86] PFEIFER, R. ; LUNGARELLA, M. ; IIDA, F.: The challenges ahead for bio-inspired'soft'robotics. In: *Communications of the ACM* 55 (2012), Nr. 11, S. 76–87
- [87] PFEIFER, Rolf ; MARQUES, Hugo G. ; IIDA, Fumiya: Soft robotics: the next generation of intelligent machines. In: *Proceedings of the Twenty-Third international joint conference on Artificial Intelligence AAAI Press*, 2013, S. 5–11
- [88] POHL, R. W.: *Einführung in die Physik, Mechanik, Akustik und Wärmelehre*. Springer, 1964
- [89] PRATT, G. A. ; WILLIAMSON, M. M.: Series elastic actuators. In: *International Conference on Intelligent Robots and Systems 'Human Robot Interaction and Cooperative Robots' (RSJ) Bd. 1 IEEE*, 1995, S. 399 – 406
- [90] RADFORD, N. A. ; STRAWSER, P. ; HAMBUCHEN, K. ; MEHLING, J. S. ; VERDEYEN, W. K. ; DONNAN, S. ; HOLLEY, J. ; SANCHEZ, J. ; NGUYEN, V. ; BRIDGWATER, L. u. a.: Valkyrie: NASA's First Bipedal Humanoid Robot. (2013)
- [91] RASCH, B. ; FRIESE, M. ; HOFMANN, W. J. ; NAUMANN, E.: *Quantitative Methoden: Einführung in die Statistik für Psychologen und Sozialwissenschaftler*. Springer, 2009
- [92] RETHINK ROBOTICS: *Baxter Product Datasheet*. Tokyo – Paris, 2013

- [93] ROBOTIS CO. (Hrsg.): *User's Manual Dynamixel RX-28*. Robotis Co., 2008
- [94] SICILIANO, B. ; KHATIB, O.: *Springer Handbook of Robotics*. Springer, 2008
- [95] SIEDEL, T.: *Entwicklung eines Elektromechanischen Antriebssystems für Gehroboter in Anlehnung an Biologische Prinzipien*. Rheinische Fachhochschule Köln, 2009. – Diplomarbeit
- [96] SIEDEL, T. ; HILD, M. ; WEIDNER, M.: Concept and Design of the Modular Actuator System for the Humanoid Robot Myon. In: *International Conference on Intelligent Robotics and Applications (ICIRA)*, 2011
- [97] SIEDEL, T. ; LUKAC, D. ; GEPPERT, T. ; BENCKENDORFF, C. ; HILD, M.: Operating Characteristics of a Passive, Bidirectional Overrunning Clutch for Rotary Joints of Robots. In: *International Symposium on Information, Communication and Automation Technologies (ICAT)*, 2011
- [98] SIROUSPOUR, M. R. ; DIMAIO, S. P. ; SALCUDEAN, S. E. ; ABOLMAESUMI, P. ; JONES, C.: Haptic Interface Control-Design Issues and Experiments with a Planar Device. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* Bd. 1 IEEE, 2000, S. 789 – 794
- [99] SOFTBANK MOBILE AND ALDEBARAN ROBOTICS: *SoftBank Mobile and Aldebaran Unveil "Pepper" – the World's First Personal Robot That Reads Emotions*. Tokyo – Paris, June 2014
- [100] STEELS, L. (Hrsg.) ; HILD, M. (Hrsg.): *Language Grounding in Robots*. New York : Springer, 2012
- [101] STEFFEN, T. ; DIXON, R. ; GOODALL, R. M. ; ZOLOTAS, A.: Requirements Analysis for High Redundancy Actuation / Department of Electronic and Electric Engineering, Loughborough University. 2007. – Forschungsbericht
- [102] STEFFEN, T. ; ZOLOTAS, A. C. ; DIXON, R. ; GOODALL, R. M.: Adaptive Control of a High Redundancy Actuator Using the Geometric Approach. In: *The International Federation of Automatic Control (IFAC)*, 2009
- [103] STEMME, O. ; WOLF, P.: *Wirkungsweise und Eigenschaften Hochdynamischer Gleichstrom-Kleinstmotoren*. Maxon Motor AG, 1994
- [104] STMICROELECTRONICS (Hrsg.): *Datenblatt L6201 DMOS FULL BRIDGE DRIVER*. STMicroelectronics, 2008
- [105] TAGLIAMONTE, N. L. ; SERGI, F. ; ACCOTO, D. ; CARPINO, G. ; GUGLIEMELLI, E.: Double Actuation Architectures for Rendering Variable Impedance in Compliant Robots: A Review. In: *Mechatronics* 22 (2012), Nr. 8, S. 1187 – 1203

- [106] TAKAKI, T. ; OMATA, T.: Load-Sensitive Continuously Variable Transmission for Robot Hands. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* Bd. 4 IEEE, 2004, S. 3391 – 3396
- [107] TAKAKI, T. ; OMATA, T.: 100g-100N Finger Joint with Load-Sensitive Continuously Variable Transmission. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* IEEE, 2006, S. 976 – 981
- [108] TAKAKI, T. ; OMATA, T.: Grasp Force Magnifying Mechanism for Parallel Jaw Grippers. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* IEEE, 2007, S. 199 – 204
- [109] TAKAKI, T. ; OMATA, T.: High-Performance Anthropomorphic Robot Hand with Grasping-Force-Magnification Mechanism. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* (2009)
- [110] TELLEZ, R. ; FERRO, F. ; GARCIA, S. ; GOMEZ, E. ; JORGE, E. ; MORA, D. ; PINYOL, D. ; OLIVER, J. ; TORRES, O. ; VELAZQUEZ, J. u. a.: Reem-B: An Autonomous Lightweight Human-Size Humanoid Robot. In: *International Conference on Humanoid Robots* IEEE, 2008, S. 462 – 468
- [111] THIELE, C.: *Design der Verteilten Echtzeit-Systemarchitektur DISTAL und Implementierung am Beispiel des Humanoiden Roboters Myon*. Humboldt-Universität zu Berlin, 2014. – Diplomarbeit
- [112] TSAGARAKIS, N. G. ; LI, Z. ; SAGLIA, J. ; CALDWELL, D. G.: The Design of the Lower Body of the Compliant Humanoid Robot 'cCub'. In: *International Conference on Robotics and Automation (ICRA)* IEEE, 2011, S. 2035 – 2040
- [113] TSAGARAKIS, N. G. ; VANDERBORGHT, B. ; LAFFRANCHI, M. ; CALDWELL, D. G.: The Mechanical Design of the new Lower Body for the Child Humanoid Robot 'iCub'. In: *International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)* IEEE, 2009, S. 4962 – 4968
- [114] URATA, J. ; NAKANISHI, Y. ; OKADA, K. ; INABA, M.: Design of high torque and high speed leg module for high power humanoid. In: *Intelligent Robots and Systems (IROS), 2010 IEEE/RSJ International Conference on IEEE*, 2010, S. 4497–4502
- [115] URROZ, G. E.: *Statistical Inference with SCILAB*. www.infoclearinghouse.com, 2001. – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [116] VAN HAM, R. ; VANDERBORGHT, B. ; VERRELST, B. ; VAN DAMME, M. ; LEFEBER, D.: MACCEPA: the Mechanically Adjustable Compliance and Controllable Equilibrium Position Actuator used in the 'Controlled Passive

- Walking' biped Veronica. In: *Proceedings of the 15th International Symposium on Measurement and Control in Robotics*, 2005, S. 08 – 10
- [117] VANDERBORGHT, B. ; ALBU-SCHÄFFER, A. ; BICCHI, A. ; BURDET, E. ; CALDWELL, D. ; CARLONI, R. ; CATALANO, M. ; GANESH, G. ; GARABINI, M. ; GREBENSTEIN, M. u. a.: Variable Impedance Actuators: Moving the Robots of Tomorrow. In: *International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)* IEEE, 2012, S. 5454 – 5455
- [118] VANDERBORGHT, B. ; TSAGARAKIS, N.G. ; SEMINI, C. ; VAN HAM, R. ; CALDWELL, D.G.: Macepa 2.0: Adjustable Compliant Actuator with Stiffening Characteristic for Energy Efficient Hopping. In: *Robotics and Automation, 2009. ICRA'09. IEEE International Conference on IEEE*, 2009, S. 544–549
- [119] VISSER, L. C. ; CARLONI, R. ; STRAMIGIOLI, S.: Energy-Efficient Variable Stiffness Actuators. In: *Transactions on Robotics* 27 (2011), Nr. 5, S. 865 – 875
- [120] WALL-SCHEFFLER, C. M. ; MYERS, M. J. ; STEUDEL-NUMBERS, K.: The Application to Bipedes of a Geometric Model of Lower-Limb-Segment Inertial Properties. In: *Journal of human evolution* 51 (2006), Nr. 3, S. 320–326
- [121] WESCOTT, T.: *Applied Control Theory for Embedded Systems (Embedded Technology)*. Newnes, 2006
- [122] WESCOTT, T.: *Controlling Motors in the Presence of Friction and Backlash*. <http://www.wescottdesign.com/>, 2010. – [Online; aufgerufen 08-März-2013]
- [123] WILLIAMSON, M. M.: *Series Elastic Actuators*. Massachusetts Institute of Technology, 1995. – Masterarbeit
- [124] WIT, C. C. ; OLSSON, H. ; ASTRÖM, K. J. ; LISCHINSKY, P.: A new Model for Control of Systems With Friction. In: *Transactions on Automatic Control* (1995)
- [125] WOLF, S. ; HIRZINGER, G.: A new Variable Stiffness Design: Matching Requirements of the Next Robot Generation. In: *Robotics and Automation, 2008. ICRA 2008. IEEE International Conference on IEEE*, 2008, S. 1741 – 1746
- [126] XU, Y.: *From Simulation to Reality: Migration of Humanoid Robot Control*, Humboldt-Universität zu Berlin, Diss., 2014