

Entwicklung und Test einer Elektronik für eine sensorlose Positionsregelung eines Tauchspulenaktors

Development and test of an electronic for a smart actuator

Advanced Design Project (ADP)

Autoren: Jörn Brandau, Moritz Konrad, Felix Menzel, Martin Nieslony, Matthias Voß

Betreuer: Daniel Schöneberger, M.Sc.

Bearbeitungszeitraum: 07. Mai 2018 - 07. August 2018

Technische Universität Darmstadt



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



Entwicklung und Test einer Elektronik für eine sensorlose Positionsregelung eines Tauchspulenaktors



TECHNISCHE
UNIVERSITÄT
DARMSTADT



Advanced Design Project für Jörn Brandau, Moritz Konrad, Felix Menzel, Martin Nieslony, Matthias Voss

Development and test of electronics for a smart actuator

Hintergrund:

Am Institut für Mechatronische Systeme wird ein Schaltaktor für die Anwendung in elektrifizierten Fahrzeuggetrieben entwickelt.

Für den bereits aufgebauten permanenterregten Tauchspulenaktor soll eine Elektronik entwickelt werden, die den Aktor befähigt eine gewünschte Position innerhalb kürzester Zeit sensorlos anzufahren. Hierzu soll eine geeignete Hard- und Software entwickelt und am Prüfstand getestet werden

Aufgaben:

In einem ersten Schritt soll eine Positionsregelung des Läufers am Prüfstand appliziert werden. Hierzu kann der vorhandene Motorcontroller und Schaltgabelpositionssensor genutzt und die Regelung auf der MicroAutoBox umgesetzt werden.

In einem nächsten Schritt sollen Konzepte zur sensorlosen Positionserfassung des Aktors recherchiert bzw. erarbeitet werden und ein vielversprechendes Konzept im Anschluss realisiert werden. Die MicroAutoBox kann weiterhin als Echtzeitssystem genutzt werden.

Nachdem Soft- und Hardware zur sensorlosen Positionserfassung getestet sind, soll eine sensorlose Positionsregelung am Prüfstand realisiert werden und mit dem zu Beginn getesteten sensorbehafteten System verglichen werden. Optional kann hierfür die Elektronik um einen Microcontroller erweitert werden, sodass von der MicroAutoBox nur noch ein Zielgang vorgegeben werden muss.

Im Einzelnen sind folgende Arbeitsschritte durchzuführen:

- Positionsregelung des Läufers am Prüfstand
- Entwicklung eines Konzeptes zur sensorlosen Positionserfassung
- Aufbau und Test einer geeigneten Elektronik
- Sensorlose Positionsregelung des Läufers, optional mittels Microcontroller

Ziel der des ADP

Ziel des ADP ist es eine sensorlose Positionsregelung des Tauchspulenaktors am Prüfstand in Hard- und Software zu realisieren.

Beginn der Bearbeitung: 07.05.2018

Betreuung der Arbeit: Daniel Schöneberger, M.Sc.

Darmstadt, 02.05.2018

Prof. Dr.-Ing. S. Rinderknecht



Erklärung

Hiermit versichern wir, die vorliegende Projektarbeit ohne Hilfe Dritter nur mit den angegebenen Quellen und Hilfsmitteln angefertigt zu haben. Alle Stellen, die den Quellen entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht worden. Diese Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Wir sind damit einverstanden, dass das Urheberrecht an unserer Arbeit zu wissenschaftlichen Zwecken genutzt und in Veröffentlichungen zitiert werden kann.

Ort, Datum

Unterschrift (Jörn Brandau)

Unterschrift (Moritz Konrad)

Unterschrift (Felix Menzel)

Unterschrift (Martin Nieslony)

Unterschrift (Matthias Voß)

Kurzfassung

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird sich mit der Entwicklung und dem Test einer Elektronik für die sensorlose Positionsregelung eines Tauchspulenaktors befasst.

Dieser wird am Institut für Mechatronische Systeme für ein elektrisches Mehrganggetriebe mit Klauenkupplungen entwickelt und im Rahmen dieser Arbeit am Schaltaktorikprüfstand für die Ansteuerung einer Schaltgabel genutzt.

Aufbauend auf einer vorangegangen Arbeit erfolgt zunächst die Implementierung einer Regelung des Schaltgabelweges, welche von der Läuferposition des Aktors abhängig ist. Dies geschieht unter Verwendung des bereits am Prüfstand verwendeten *PLCD-Sensors*. Mittels MATLAB/SIMULINK werden mehrere Regelkonzepte erprobt und die dazugehörigen Messungen über CONTROLDESK aufgenommen. Eine eigens dafür konfigurierte Referenzfahrt dient dabei als Vergleichsbasis. Der geregelte Verlauf des Schaltgabelwegs, der hinsichtlich Überschwingen, stationärer Genauigkeit sowie An- und Ausregelzeit die besten Eigenschaften aufweist, sollte mit dem geregelten Verlauf der sensorlosen Positionserfassung verglichen werden. Mit Hilfe eines eigens errichteten Messaufbaus wird aus dem Spannungsverlauf der Aktorspulen ein für die Regelung verwertbares Positionssignal generiert. In MATLAB/SIMULINK erfolgt unter Verwendung geeigneter Algorithmen die Aufbereitung des Signals zu einem Positionswert. Aufgrund von Komplikationen bei der Positionssignalgenerierung erwies sich eine sensorlose Regelung des Schaltgabelwegs als problematisch. Möglichkeiten zur Weiterentwicklung und Optimierung einer sensorlosen Positionserkennung und -regelung werden abschließend dargelegt.

Schlagwörter: Linearaktor, Tauchspulenaktor, sensorlose Positionsmeßung, Regelung, Klauenkupplung

Abstract

This presented paper documents the development and test of electronics for a sensorless position control of a electromagnetic plunger coil actuator.

The actuator is developed at the institute for mechatronic systems (IMS) for a multi gear transmission with claw coupling. In the context of this work, it is used in a test bench in order to control the shift fork position.

Based on previous work, a position control for the shift fork is implemented. At first, this happens by using an already installed *PLCD-sensor*. Diverse control concepts are applied via MATLAB/SIMULINK. The related data and measurements are recorded in CONTROLDESK. In order to compare the data, a specifically configurated reference run is used. The position controller of the selector fork, which exhibits the best characteristics regarding overshoot, stationary accuracy, rise and settling time, should be compared to the controller of a setup with sensorless position detection. With the measurement setup, a position signal is generated through the voltage curves of the actuator coils. The editing of the signal is carried out in MATLAB/SIMULINK using suitable algorithms and methods. As a result, the actual position of the selector fork should be generated as an output. Due to complications during the generation of the position signal, a sensorless control of the shift fork position is still not yet possible. Options for further development are given at the end of the paper.

Keywords: Linear actuator, Sensorless position measurement, Control, Electromagnetic plunger coil actuator, claw coupling

Inhaltsverzeichnis

Aufgabenstellung	i
Erklärung	iii
Kurzfassung	iv
Inhaltsverzeichnis	vi
Abbildungen	viii
Tabellen	ix
Nomenklatur	xi
1 Einleitung	1
1.1. Motivation und Ziele	1
1.2. Anforderungsliste	2
1.3. Aufbau der Arbeit und Vorgehensweise	3
2 Stand der Technik zu Aktor und Prüfstand	5
2.1. Mechanischer Aufbau	5
2.1.1. Schaltaktorikprüfstand des IMS	5
2.1.2. Aufbau eines Getriebes	5
2.1.3. Synchronisation	6
2.2. Elektrischer und elektronischer Aufbau	7
2.2.1. Elektrodynamischer Tauchspulenaktor	7
2.2.2. Aktorsteuerung	13
2.2.3. Echtzeitsystem MicroAutoBox	13
2.2.4. Sensorik	14
3 Regelung der Schaltgabelposition	17
3.1. Kommunikation mit dem Motorcontroller über CAN-Bus	18
3.1.1. Hardware für CAN-Kommunikation	18
3.1.2. Operationsmodi und Skript des Motorcontrollers	19
3.1.3. Simulink-Modell für CAN-Kommunikation	21
3.2. Reglerentwurf	22
3.2.1. Grundlagen der Regelung	22
3.2.2. Reglerauslegung am vorherigen Prüfstand	23
3.2.3. Reglerauslegung am umgebauten Prüfstand	29

4 Messung der Schaltgabelposition	41
4.1. Sensorlose Wegmessverfahren	41
4.1.1. Impedanzmessung mit zusätzlichem Messsignal	42
4.1.2. Betrachtung der Sprungantwort	43
4.1.3. Betrachtung der Antwort mit einer PWM-Anregung	46
4.2. Umsetzung des Messaufbaus	49
4.2.1. Experimenteller Elektronikaufbau	49
4.2.2. Messaufbau zum Hardware-In-The-Loop-System	53
4.2.3. Analog-Digital-Wandlung	55
4.3. Auswertung der diskreten Messungen	55
4.3.1. Zeitpunkt der steigenden Flanke bestimmen	56
4.3.2. Auswertung des Positionssignals p_σ	57
4.3.3. Auswertung des Positionssignals p_i	59
4.3.4. Auswertung des Positionssignals p_c	60
4.3.5. Abschließende Worte zur Auswertung der Messungen	61
4.4. Algorithmus zur Kennfeldgenerierung	66
5 Zusammenfassung und Ausblick	69
Literaturverzeichnis	74
A Datenblätter	i
A.1. Auszug aus dem Datenblatt der BTS 7960 H-Brücke	i
A.2. Auszug aus dem Datenblatt des INA111 Instrumentenverstärker	xi
A.3. Auszug aus dem Datenblatt des TL074ACN OPV	xiv
B C- und Matlab-Code	xvii
B.1. C-Code in Arduino IDE für Experimentieraufbau mit Microcontroller	xvii
B.2. Matlab-Funktion zur Positionssignalgenerierung	xviii
C Simulink-Blockschaltbilder	xxi
D Einrichtung der CAN-Kommunikation	xxv

Abbildungsverzeichnis

1.1	Kriterien für den Kauf eines Elektroautos in Deutschland in 2017 nach [Sta16]	1
2.1	Schaltaktorikprüfstand des IMS	5
2.2	Getriebe mit Synchronisierungseinheit	6
2.3	Mechanischer Aufbau der Schaltaktorik nach [Hah18]	7
2.4	Aufbau eines Getriebes nach [Hil16]	8
2.5	Aufbau einer Einkonus-Sychronisationseinheit nach [INA02]	9
2.6	Befestigter Aktor am Prüfstand	9
2.7	CAD-Schnittbilddarstellung des Stators [Hah18]	10
2.8	Elektrisches Ersatzschaltbild des Tauchspulenaktors	10
2.9	CAD-Schnittbilddarstellung des Läufers [Hah18]	11
2.10	Kraft-Weg-Strom-Kennlinie des Tauchspulenaktors [Hah18, S. 37]	12
2.11	Schnittbilddarstellung des einpoligen Tauchspulenaktors mit den resultierenden Kräften [Hah18, S. 34, bearbeitet]	13
2.12	Einbauposition Sensor [CLM16, S.24, bearbeitet]	14
3.1	Schematischer Aufbau des Kommunikationsweges des Prüfstands	17
3.2	Schematische Darstellung des CAN-Netzwerks nach [Rob17, S. 158]	19
3.3	Blockschaltbild des vorherigen Prüfstands inklusive Regelung	23
3.4	Referenzfahrt, PID_{Hahn} -Regler, PWM_{Robo}	24
3.5	Referenzfahrt, $\text{PID}_{\text{Z-N}}$ -Regler, PWM_{Robo}	25
3.6	Referenzfahrt, PD-Regler, PWM_{Robo}	26
3.7	Totzeiten des vorherigen Regelkreises	27
3.8	Vergleich der Sprungantwort des ungefilterten und überabgetasteten Positionssignals	28
3.9	Simulierter wegabhängiger Schaltkraftbedarf [Hah18, S. 42]	29
3.10	Vergleich der Sprungantworten von Gang 2 in Neutral für den PD-Regler mit und ohne Kompensationsverfahren, PWM_{Robo}	30
3.11	Schematischer Aufbau des umgebauten Prüfstands	31
3.12	Blockschaltbild des umgebauten Prüfstands inklusive Regelung	31
3.13	Referenzfahrt, PID_{Hahn} -Regler, PWM_{IBT2}	32
3.14	Totzeiten des aktuellen Regelkreises	33
3.15	Referenzfahrt, $\text{PID}_{\text{Z-N}}$ -Regler, PWM_{IBT2}	34
3.16	wegabhängiger, prozentualer Spannungsbedarf der Störgrößenkompensation	34
3.17	Referenzfahrt, PID_{opt} -Regler mit Störgrößenkompensation, PWM_{IBT2}	35
3.18	Vergleich Referenzfahrt, PID_{Hahn} -Regler und PID_{opt} -Regler mit Störgrößenkompensation, PWM_{IBT2}	37
3.19	Vergleich Sprungantwort Gang 2 nach Gang 1, Steuerung, $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$, $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ - und $\text{PID}_{\text{opt,IBT2}}$ -Regler	38
3.20	Vergleich Anteile, Sprungantwort Gang 2 nach Gang 1, Steuerung, $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$, $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ - und $\text{PID}_{\text{opt,IBT2}}$ -Regler	40
4.1	Gemessene Kennlinie von Δx zu L	42
4.2	Zeigerdiagramm einer Spule	43
4.3	Einheitssprungantwort der Spannung u_1	45

4.4	Ideales PWM-Signal mit 50% Tastverhältnis	46
4.5	Spulenstrom bei konstantem Tastverhältnis	47
4.6	PWM-Spannungsverlauf $u_0(t)$ des Roboteq MDC 1460	49
4.7	Spulen-Spannungsverlauf $u_1(t)$ mit Roboteq MDC 1460	49
4.8	Schaltbild des experimentellen Elektronikaufbaus zur Spannungsmessung	51
4.9	Spannungsverlauf $u_1(t)$ im ersten Gang mit 20% Tastverhältnis	51
4.10	Spannungsverlauf $u_1(t)$ im Neutralgang mit 20% Tastverhältnis	52
4.11	Spannungsverlauf $u_1(t)$ im zweiten Gang mit 20% Tastverhältnis	52
4.12	Spannungsanstieg der <i>MicroAutoBox</i> bei positiver PWM mit 10% Tastverhältnis	53
4.13	Schaltbild der gesamten Steuer- und Messelektronik	54
4.14	Diskreter Spannungsverlauf $u_1(t)$ im ersten Gang mit +10% Tastverhältnis	56
4.15	Diskreter Spannungsverlauf $u_1(t)$ im zweiten Gang mit +10% Tastverhältnis	57
4.16	Diskreter Stromverlauf $i(t)$ im ersten Gang mit +10% Tastverhältnis	58
4.17	Diskreter Spannungs- und Stromverlauf mit +10% Tastverhältnis	59
4.18	Zeitverlauf der Spannungen und Ströme für die Auswertung mit 10 % Tastverhältnis	60
4.19	Wegdifferenz-Positionssignal-Kennlinie aus experimentellen Messaufbau	61
4.20	Wegdifferenz-Positionssignal-Kennlinie aus finalem Aufbau	62
4.21	p_σ in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis	63
4.22	p_i in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis	63
4.23	p_c in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis	64
4.24	Zeitlicher Verlauf von p_σ	64
4.25	Zeitlicher Verlauf von p_i	65
4.26	Zeitlicher Verlauf von p_c	65
4.27	Klemme zur Arretierung von Gang 2	66
4.28	Ausschnitt des Zustandsautomaten zur Kennfeldgenerierung	68
C.1	Digital Output zur PWM-Signalerzeugung	xxii
C.2	Analog Digital Wandler mit Signalverarbeitung	xxiii

Tabellenverzeichnis

1.1	Anforderungsliste	2
3.1	Signalkodierung im Modus MiniCAN	20
3.2	Einstellungen in Roborun+	20
3.3	Konfigurierte Nachrichten und Signale in der DBC-Datei	22
3.4	Dynamik und Dämpfung des PID_{opt} -Reglers mit Störgrößenkompensation bei verschiedenen Gangwechsel	33
4.1	Vektoren für die Kennfeldgenerierung	66



Nomenklatur

Abkürzungen

ADC	Analog Digital Converter
ADP	Advanced Design Project
AI	Analog Input
AO	Analog Output
CAD	Computer-Aided Design
CAN	Controller Area Network
D-Anteil	Differential-Anteil
DAC	Digital Analog Converter
DC	Gleichstrom bzw. Gleichspannung
DGL	Differentialgleichung
DI	Digital Input
DO	Digital Output
GND	Ground
GPIO	General Purpose Input/Output Pins
I-Anteil	Integral-Anteil
ID	Identifikator
IMS	Institut für mechatronische Systeme
MC	Mikrocontroller
MDC	DC Motor Controller
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
NKW	Nutzkraftwagen
OPV	Operationsverstärker
P-Anteil	Proportional-Anteil
PC	Personal Computer
PID _{Hahn}	PID-Regler nach [Hah18]
PID _{opt}	optimierter PID-Regler
PID _{Z-N}	PID-Regler nach dem Ziegler-Nichols-Verfahren
PKW	Personenkraftwagen
PLCD	Permanentmagnetic Linear Contactless Displacement
PWM	Pulsweitenmodulation
PWM _{IBT2}	durch IBT2-MOTORTREIBER erzeugtes PWM-Signal
PWM _{Robo}	durch ROBOTEQ erzeugtes PWM-Signal
RPDO	Receive Process Data Object
RTI	Real Time Interface
SR	Slew Rate
TPDO	Transmit Process Data Object
TU Darmstadt ...	Technische Universität Darmstadt
USB	Universal Serial Bus
VDI	Verein deutscher Ingenieure

Griechische Symbole

Δh	Überschwingweite	
ΔL_1	Differenzinduktivität der Spule 1 zur Mittelstellungs-Induktivität	mH
ΔL_2	Differenzinduktivität der Spule 2 zur Mittelstellungs-Induktivität	mH
ΔL	Differenzinduktivität zur Mittelstellungs-Induktivität in Richtung von Spule 1	mH
$\Delta T_{Istpos.}$..	Totzeit bis zur Änderung der Istposition	ms
ΔT_{Strom} ..	Totzeit bis zur Änderung des Stroms	ms
ΔT_{PWM_out}	Totzeit durch die CAN-Kommunikation	ms
Δx	Wegdifferenz zwischen aktueller Position und Mittelstellung	mm
θ	Tastverhältnis oder duty cycle des PWM-Signals	%
μ_0	magnetische Feldkonstante	$\frac{N}{A^2}$
μ_r	relative Permeabilität des inneren Kerns	$\frac{N}{A^2}$
ω	Kreisfrequenz	Hz
τ	Zeitkonstante	s

Lateinische Symbole

A	allgemein Querschnittfläche	mm^2
A_{Leiter}	Leiter-Querschnittfläche	mm^2
A_{Spule}	Spulen-Querschnittfläche	mm^2
b	Ordinatenabschnitt der Regressionsgeraden	mm
\vec{B}	Magnetische Flussdichte	T
C	Kapazität des Kondensators im Tiefpassfilter	F
c_+	Koeffizient der DGL zur Strombestimmung, maximale Spannung	A
c_-	Koeffizient der DGL zur Strombestimmung, minimale Spannung	A
e	Regelabweichung	mm
f_g	Grenzfrequenz Tiefpassfilter	Hz
f_{PWM}	PWM-Frequenz	Hz
$F_{ax,\max}$	maximale Axialkraft des Aktors	N
\vec{F}_l	Lorentzkraft	N
$\vec{F}_{l,ax}$	auf die Spulen axial wirkende Lorentzkraft	N
G	Verstärkungsfaktor des Instrumentenverstärkers	
h_∞	stationärer Endwert	mm
h_{\max}	Maximalwert des Überschwingens	mm
I	elektrische Stromstärke	A
\underline{I}	komplexe elektrische Stromstärke	A
i_+	Stromstärke bei maximaler PWM Spannung	A
i_-	Stromstärke bei minimaler PWM Spannung	A
i_L	Aufgenommene Stromstärke der Aktorspule	A
i_S	Stromstärke über den Shunt-Widerstand	A
I_{Nenn}	Nennstromstärke des Aktors	A
I_{\max}	maximale Stromstärke des Aktors	A
k	Weg-Induktivität-Proportionalitätsfaktor des Aktors	$\frac{\text{m}}{\text{H}}$
K_I	Integrationsverstärkung	$\frac{\%V}{\text{s}\cdot\text{mm}}$
K_D	Differentialverstärkung	$\frac{\%V\cdot\text{s}}{\text{mm}}$
K_P	Proportionalverstärkung	$\frac{\%V}{\text{mm}}$
$K_{P,krit}$	kritische Proportionalverstärkung	$\frac{\%V}{\text{mm}}$
l	Spulenlänge	mm
L	allgemeine Induktivität	mH
L_1	Induktivität der Spule 1 des Tauchspulenaktros	mH
L_2	Induktivität der Spule 2 des Tauchspulenaktros	mH
L_S	Induktivität einer Spule mit Kern im Inneren	mH
L_{ges}	Gesamtinduktivität des Aktors	mH
N	Spulenwindungszahl	
p	Positionssignal aus $\Delta L/L$	
p_σ	Positionssignal mit Annahme einer Sprungförmigen Anregung	
p_c	Positionssignal mit Annahme einer PWM-Anregung	

p_i	lineares, zeitinvariantes und normiertes Positionssignal bei einer PWM-Anregung	
Q	elektrische Ladung	C
R	Ohmscher Widerstand	Ω
R_1	Innenwiderstand der Spule 1 des Tauchspulenaktros	Ω
R_2	Innenwiderstand der Spule 2 des Tauchspulenaktros	Ω
R_{ges}	Gesamtinnenwiderstand des Aktors	Ω
T	Periodendauer der PWM	s
t_e	Ausregelzeit	ms
T_g	Impulsdauer der PWM	s
T_I	Nachstellzeit	s
T_{krit}	Periode der kritischen Dauerschwingung	s
T_D	Vorhaltezeit	s
t_r	Anstiegszeit Tiefpassfilter	μs
T_s	Samplezeit	s
u	Reglerausgangsgröße	%V
U	allgemeine Spannung	V
\underline{U}	allgemeine komplexe Spannung	V
u_+	maximale PWM-Spannung	V
u_-	minimale PWM-Spannung	V
u_S	Spannung über Shunt-Widerstand	V
\hat{u}	Höhe des Spannungssprungs	V
u_0	Eingangsspannung des Tauchspulenaktors	V
U_{0k}	komplementäres Intertialspannungssignal des Hallsensors	V
u_1	Spannung an Spule 1 des Tauchspulenaktors	V
U_{1k}	komplementäres Spannungssignal des Hallsensors am Anschlagspunkt in Gang 1	V
u_2	Spannung an Spule 2 des Tauchspulenaktors	V
U_{2k}	komplementäres Spannungssignal des Hallsensors am Anschlagspunkt in Gang 2	V
U_{ak}	komplementäres Spannungssignal des Hallsensors	V
\vec{v}	Geschwindigkeit der elektrischen Ladung	$\frac{m}{s}$
w	Führungsgröße	mm
x	Regelgröße	mm
x	Schaltgabelposition	mm
x_{ges}	Gesamtweg der Schaltgabel	mm
Z_1	Impedanz der Spule 1	Ω
Z_2	Impedanz der Spule 2	Ω

1 Einleitung

Das folgende Kapitel gibt einen kurzen Einblick in das Thema und den Aufbau dieser Arbeit. Es wird zu Grunde gelegt, mit welcher Intention und Motivation an dem Projekt gearbeitet wurde und welche Rahmenbedingungen den Entwicklungsprozess definieren.

1.1 Motivation und Ziele

Vor dem Hintergrund eines sukzessiven Wandels in der Automobilindustrie hin zur Elektromobilität sind technische Innovationen nötig, damit sich ein elektrischer Antrieb im Wettkampf mit anderen Antriebsquellen behaupten kann. Die Bundesregierung hat sich als Ziel gesetzt, bis 2020 eine Million Elektroautos auf die deutschen Straßen zu bringen. Die ernüchternde Bilanz mit 53.861 zugelassenen PKW am Jahresanfang 2018 spiegelt dabei die geringe Akzeptanz der Bevölkerung gegenüber rein elektrischen Fahrzeugen wieder [Sta16].

In Abbildung 1.1 wird deutlich, dass die beiden größten Argumente für den Kauf eines Elektroautos ein verhältnismäßig akzeptabler Anschaffungspreis und eine angemessene Langstreckentauglichkeit sind.

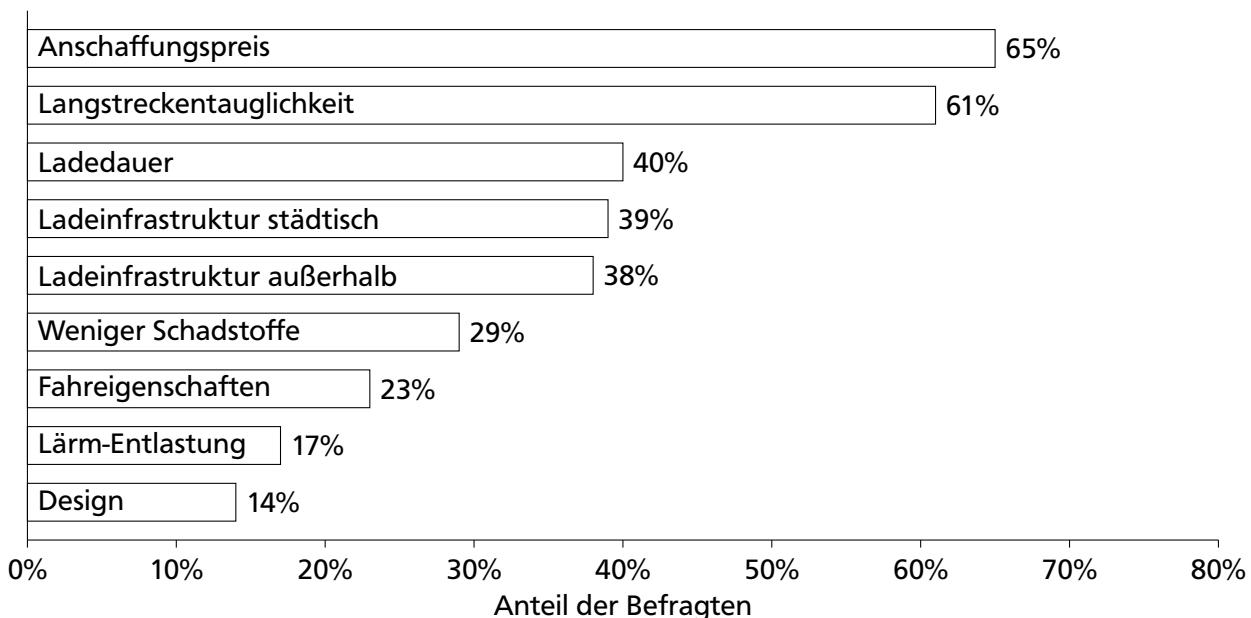


Abbildung 1.1.: Kriterien für den Kauf eines Elektroautos in Deutschland in 2017 nach [Sta16]

Seitens der Industrie besteht daher das Bestreben, durch die Optimierung sämtlicher Komponenten und Prozesse eine Minderung der Produktionskosten sowie einen Effizienzanstieg des elektrischen Antriebs herbeizuführen. Diesbezüglich wird im Rahmen des *Speed4E*-Projektes am Institut für mechatronische Systeme (IMS) der TU Darmstadt an einem Tauchspulenaktuator geforscht, mit dem Schaltvorgänge am einem Getriebeprüfstand durchgeführt werden können. Analysiert wird der Schaltvorgang bei verschiedenen Synchronisierungsstrategien. Von Interesse ist dabei vor allem der Synchronisierungsvorgang bei Verwendung einer Klauenkupplung, da hierbei eine Regelung für die Drehzahlangleichung an Stelle herkömmlicher Synchronringe verwendet wird. Dadurch entfallen verschleißanfällige Bauteile, während Schaltvorgänge mit weniger Kraftaufwand durchgeführt werden können. Dies hat einen Anstieg des

Gesamtwirkungsgrads zur Folge, was förderlich für die Langstreckentauglichkeit zukünftiger Elektrofahrzeuge ist. Eine weiterer Schwerpunkt dieser Arbeit liegt in der Implementierung einer sensorlosen Messung der Schaltgabelposition, welche den *PLCD-Sensor* (Permanentmagnetic Linear Contactless Displacment) als zusätzliche Komponente im Getriebe überflüssig macht. Durch die Einsparung des Sensors verringern sich der Bauraumbedarf und die Produktionskosten bei der Fertigung und Endmontage. Die lokale Position der Schaltgabel, welche auf der Läuferwelle sitzt, kann dabei intern über die Induktivitäten der im Aktor verbauten Spulen gemessen werden, welche abhängig von der Läuferposition sind. Die Anforderungen und die Vorgehensweise beim Entwicklungs- und Konstruktionsprozess werden in den Abschnitten 1.2 und 1.3 erläutert.

1.2 Anforderungsliste

Ausgangspunkt für den Entwicklungsprozess bildet eine Anforderungsliste. Sie dient der Dokumentation von Produktspezifikationen und ist als Maß für den Grad der Aufgabenerfüllung heranzuziehen. Dabei ist zu beachten, dass zum Zeitpunkt des Entwicklungsstarts noch nicht alle Anforderungen bekannt waren. Einige ergaben sich erst im Laufe der Bearbeitungsphase nach besserem Kenntnisstand über die vorhandenen Lösungsmöglichkeiten und wurden gegebenenfalls nachträglich in der Anforderungsliste ergänzt. Tabelle 1.1 gibt einen vollständigen Überblick über die Anforderungen an die Implementierung der sensorlosen Positionsregelung. Nach VDI 2221 ergibt sich eine Differenzierung der Anforderungen in die vier im Folgenden beschriebenen Unterkategorien.

- **Festforderungen (FF)** sind Forderungen, die das Einhalten exakt vorgeschriebener Werte vorschreiben. Das Nicht-Einhalten führt dabei zum Ausschluss der Lösung.
- **Bereichsforderungen (BF)** geben einen Toleranzbereich an, in dem sich die vorgegebene Größe befinden darf. Werden die Grenzen dieses Bereiches überschritten, entfällt die Lösungsmöglichkeit.
- **Zielforderungen (ZF)** sollten je nach Möglichkeit erfüllt werden. Der Lösungsvorschlag kann jedoch trotz Nichterfüllen der Anforderung angenommen werden.
- **Wünsche (W)** sind zusätzliche Forderungen, welche zwar keine verpflichtenden Charakter aufweisen, jedoch bei der Erfüllung sich positiv auf Gesamtkonzept auswirken [Pah07][BK08].

Tabelle 1.1.: Anforderungsliste

Relevanz	Bezeichnung	Anmerkung
FF	Benutzerfreundliche Umgebung zur Ansteuerung des Aktors	Controldesk
FF	Kommunikation	CAN, dSpace
W	Sensorbehaftete Kalibrierung	automatischer Ablauf
FF	Stromstärke bei Halten des Gangs	0A
BF	Schaltzeit	< 100 ms
BF	Stellgrößenbeschränkung	±100 %
W	Schaltgabelkraft am Anschlag	möglichst gering
BF	Überschwingen	Tolerierbar, solange kein unbeabsichtigter Gangwechsel
BF	Kosten für neue Hardware	Geringer als Sensor
ZF	Messgenauigkeit der sensorlosen Positionserkennung	vergleichbar mit aktueller Sensorik (25µm) [CLM16]

1.3 Aufbau der Arbeit und Vorgehensweise

Der mechanische sowie elektrische Aufbau des Prüfstandes ist in Kapitel 2 beschrieben. Die Funktionsweise des verbauten Aktors wird erläutert, Kenndaten präsentiert, sowie Grundlagen zu dessen Ansteuerung und der Sensorik dargelegt. Kapitel 3 beschäftigt sich mit der Regelung der Schaltgabelposition unter Verwendung des PLCD-Sensors. Hierbei wird detailliert auf die Einrichtung der CAN-Kommunikation eingegangen und dargelegt, welche Einstellungen am Motorcontroller und in MATLAB/SIMULINK getroffen werden müssen, um die Kommunikation über CAN-Nachrichten zu ermöglichen. Bei bestehender Kommunikation wird über dSPACE CONTROLDESK eine grafische Oberfläche geschaffen, welche es dem Nutzer ermöglicht, Parameteränderungen im SIMULINK-Modell vorzunehmen, Eingangsgrößen vorzugeben oder Messergebnisse auszulesen. Anschließend folgen mehrere Ausführungen, die sich mit der am Prüfstand eingesetzten Regelung befassen. Darunter eine Beschreibung der Regelstrecke sowie heuristische Methoden zur Reglerdimensionierung und der damit verbundenen Regelkonzepte. Anschließend werden Messungen unter Einsatz diverser Reglerkonzepte durchgeführt, um zu beurteilen, welcher Regler für den Einsatz im Schaltaktorikprüfstand die beste Eignung aufweist. Folgende Regler wurden erprobt:

- P-Regler
- PD-Regler mit und ohne Stößgrößenkompensation
- PID-Regler mit und ohne Störgrößenkompensation

Die verwendeten Regelkonzepte wurden hinsichtlich Anregelszeit, stationäre Genauigkeit, Überschwingen und Ausregelzeit miteinander verglichen.

Kapitel 4 behandelt die sensorlose Wegmessung der Schaltgabel. Zuerst werden theoretische Überlegungen zu möglichen Messverfahren angestellt und diese miteinander verglichen. Anschließend wird die Elektronik zur Messdatenerfassung und der zugehörige Messaufbau erläutert. Danach wird auf die Auswertung der Positionssignale und die dabei aufgetretene Schwierigkeiten eingegangen. Schließlich folgt die Zusammenfassung der Arbeit sowie ein Ausblick auf die zukünftige Arbeit am Prüfstand.



2 Stand der Technik zu Aktor und Prüfstand

2.1 Mechanischer Aufbau

In diesem Kapitel wird die verwendete Prüfumgebung vorgestellt, sowie auf den Aufbau seitens mechanischer Ebene eingegangen.

2.1.1 Schaltaktorikprüfstand des IMS

Die vorliegenden Messungen sowie messtechnischen Erweiterungen wurden alle am Schaltaktorikprüfstand des IMS durchgeführt. Dieser dient der Untersuchung von Schaltaktoriksystemen für Fahrzeuggetriebe mit und ohne Synchronring. Der Prüfstand samt seiner Komponenten wurde in vorherigen Arbeiten konstruiert und ist seitdem stetig weiterentwickelt worden. In Abbildung 2.1 ist der für diese Arbeit relevante Teil des aktuellen Prüfstandsaufbaus dargestellt.

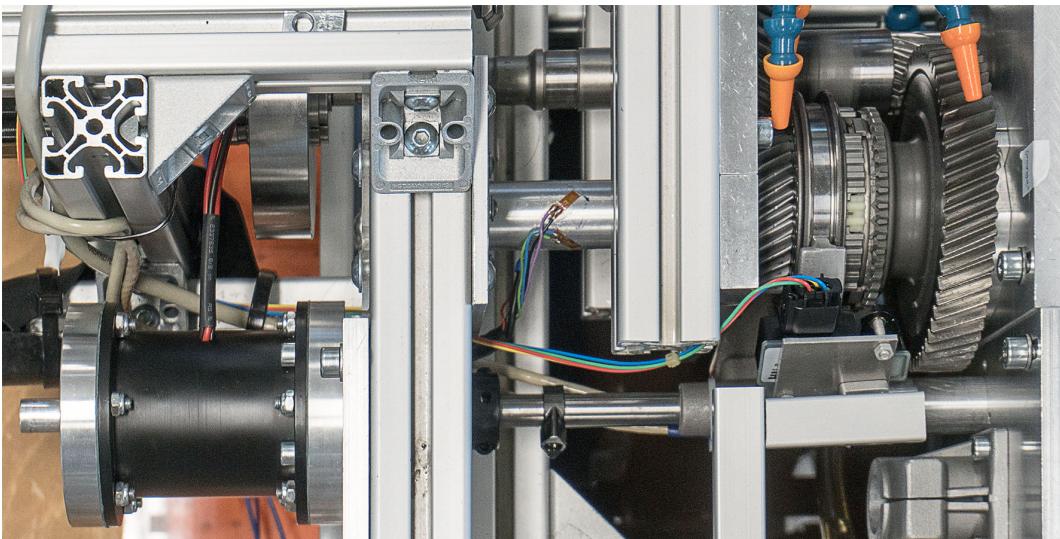


Abbildung 2.1.: Schaltaktorikprüfstand des IMS

Innerhalb eines *Item*-Konstrukts ist eine zweistufige Getriebeeinheit verbaut. Diese wurde jedoch im Rahmen dieser Arbeit nicht angetrieben, da lediglich auf Optimierung des Schaltprozess unter Verwendung des Linearaktors behandelt wurde. Der Schaltvorgang erfolgt dabei nach links in Gang 1 über eine mechanische Synchronisierung und nach rechts in Gang 2 mittels einer Klauenkupplung.

Der Linearaktor ist an einer Halteplatte befestigt, welche am äußerem *Item*-Profil fest verschraubt ist. Um Schaltvorgänge mit der Schaltgabel realisieren zu können, sind die Läuferstange des Aktors und die Schaltstange über eine starre Wellenkupplung reibkraftschlüssig miteinander verbunden.

2.1.2 Aufbau eines Getriebes

Da in einem Automobil die Drehzahl des Motors üblicherweise nicht der gewünschten Raddrehzahl entspricht, werden Getriebe benötigt, welche die mechanische Bewegung des Motors umformen und in

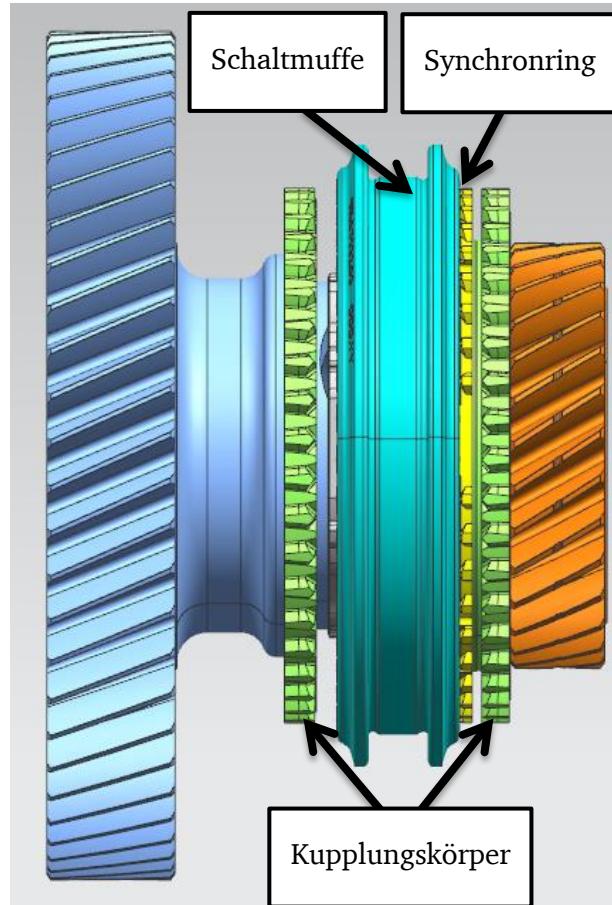


Abbildung 2.2.: Getriebe mit Synchronisierungseinheit

adäquater Weise den Rädern zuführen. Zusätzlich erlauben sie eine Umkehr der Drehrichtung sowie über eine Neutralstellung einen Zustand der mechanischen Entkopplung zwischen Motor und Abtriebstrang. Dabei existieren eine Vielzahl von Getrieben im Fahrzeugbau. Bezogen auf Zahnradgetriebe unterscheidet man dabei zwischen Stand- und Umlaufgetrieben. Beim Umlaufgetriebe bewegen sich die Achsen der drehenden Zahnräder auf Kreisbahnen, während bei Standgetrieben die Achsen ortsfest sind. Anhand Abbildung 2.4 soll zunächst der Aufbau eines zweistufigen Standgetriebes erläutert werden, da dieses ebenfalls am Prüfstand verwendet wird.

Das vorliegende Getriebe besteht aus zwei parallel zueinander verlaufende Wellen, auf denen sich mehrere Zahnräder befinden. Zwei miteinander in Eingriff stehende Zahnräder bilden zusammen einen Gang. Die Durchmesser der Zahnräder sind dabei unterschiedlich, woraus sich unterschiedliche Übersetzungsverhältnisse der einzelnen Gänge ergeben. Während die Zahnräder der Vorgelegewelle drehfest mit der Welle verbunden sind (*Festräder*), können sich die Zahnräder auf der Abtriebswelle frei drehen (*Losräder*). In der Regel greifen alle Zahnradpaare permanent ineinander, wobei nur von dem Zahnradpaar, bei dem das Losrad drehfest mit der Abtriebswelle verbunden ist, ein Moment übertragen wird. Der drehfeste Verbund zwischen Losrad und Abtriebswelle erfolgt über eine Schiebemuffe, welche mit der Welle verzahnt ist. Diese wird während des Schaltvorgangs axial verschoben und greift in das Losrad, wodurch dieses die gleiche Drehzahl wie die Welle annimmt [Hil16].

2.1.3 Synchronisation

Die Drehzahlangleichung zwischen Losrad und Welle erfolgt über eine Synchronisationseinheit. Am Prüfstand werden diverse Schaltaktoriksysteme mit und ohne Synchronring untersucht. Folgend wird der

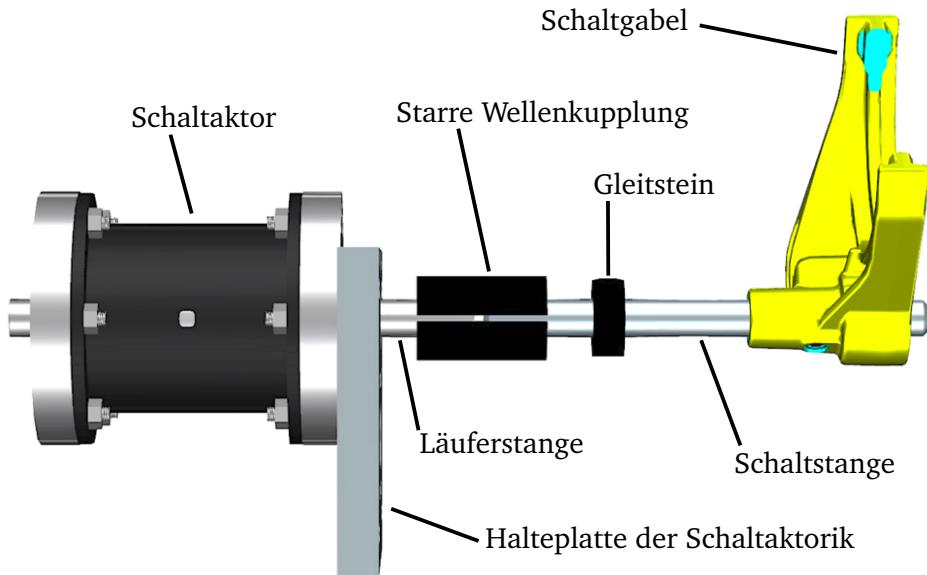


Abbildung 2.3.: Mechanischer Aufbau der Schaltaktorik nach [Hah18]

Aufbau einer Synchronisationseinheit mit Synchronringen beispielhaft anhand des Borg-Warner-Prinzip erklärt. Eine solche Synchronisationseinheit ist in Abbildung 2.5 gezeigt.

Der Synchronkörper, auch Schiebemuffenträger genannt, ist hierbei drehfest mit der Getriebewelle verbunden. Er besitzt Aussparungen für drei Druckstücke, welche über zwei Ringfedern gegen die Schiebemuffe gedrückt werden können. Mittels der Schiebemuffe können diese Druckstücke axial zur Welle verschoben werden. Über eine Schaltgabel, welche in die umlaufende Nut am Außendurchmesser der Schiebemuffe greift, kann eine axiale Bewegung der Schiebemuffe herbeigeführt werden. Der Synchronring weist an seiner Innenfläche zusätzliche Rillen und Nuten zur Ölabfuhr auf. An der Außenfläche besitzt er eine Sperrverzahnung mit Dachwinkeln, welche zur Innenverzahnung der Schiebemuffe hingereichtet sind. Der Kupplungskörper ist fest mit dem Losrad verschweißt. Er ist als Außenkonus ausgeführt und besitzt eine Außenverzahnung, welche mit den Dachwinkeln zum Synchronring ausgerichtet ist. Das Losrad ist auf der Getriebeabtriebswelle gelagert und dient dabei der Übertragung der auftretenden Momente [INA02].

Der eigentliche Synchronisierungsprozess ist für die Positionsregelung der Schaltgabel zunächst jedoch nicht relevant, da bei einer Differenzdrehzahl von $\Delta n = 0^{-1}$ geschaltet wird. Für eine detaillierte Beschreibung der Synchronisierung nach Borg-Warner sei auf [Kir07] verwiesen. Ausführungen zur elektrischen Synchronisation mittels einer Klauenkupplung sind in [KCH11] zu finden.

2.2 Elektrischer und elektronischer Aufbau

Für die Bearbeitung der Aufgabenstellung sind die vorhandenen elektrischen und elektronischen Komponenten von hoher Relevanz, da hier Verbesserungen und Einsparungen ganzer Bauteile erzielt werden sollen. Deshalb wird im Folgenden eine Beschreibung dieser verbauten Elemente aufgeführt, angefangen mit dem Tauchspulenaktor als Kernkomponente dieser Arbeit.

2.2.1 Elektrodynamischer Tauchspulenaktor

Der im Prüfstand verbaute Tauchspulenaktor wurde am IMS im Rahmen einer vorangegangenen Bachelorarbeit konzipiert und entwickelt. Dieser hat die Kernaufgabe, die Schaltgabel translatorisch in die gewünschte Position zu bewegen, um so einen beliebigen Gang einlegen zu können und ersetzt die zuvor verbaute Schaltaktorik aus Motor, Getriebe und Schaltwalze.

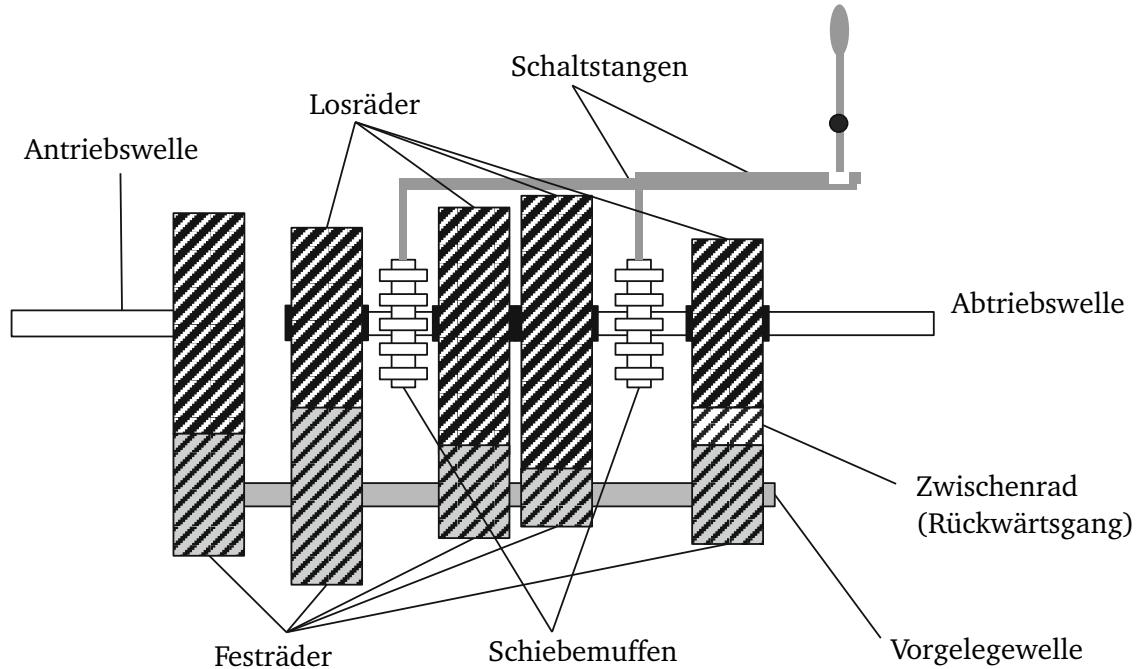


Abbildung 2.4.: Aufbau eines Getriebes nach [Hil16]

Aufbau

Der Aktor ist zylindrisch aufgebaut und sein Stator über eine Flanschfläche wie in Abbildung 2.6 gezeigt von Außen am Prüfstand verschraubt. Das äußere Gehäuse besteht aus Weicheisen und ist jeweils an den Stirnseiten mit Lagerdeckeln aus Aluminium verschraubt. In diesen sitzen die Gleitlager, welche die Läuferstange axial führen [Hah18]. Im Inneren des Gehäuses befinden sich zwei in Serie geschaltete Kupferspulen, die mechanisch durch die Lagerdeckel und einen mittigen Distanzring fixiert werden (siehe Abbildung 2.7). Das elektrische Ersatzschaltbild hierzu ist in Abbildung 2.8 zu sehen. Darin stehen u_0 für die Eingangsspannung und u_1 sowie u_2 für die jeweiligen Spulenspannungen. R_1 und R_2 sind die jeweiligen Ohmschen Innenwiderstände und L_1 , sowie L_2 die Induktivitäten. Zusammen bilden diese die jeweiligen Spulenimpedanzen Z_1 und Z_2 .

Der Aktorläufer besteht aus einer rotationssymmetrischen Aluminiumstange, auf der fünf Permanentmagnete aus Neodym-Eisen-Bor mittels zwei Polstücken aus Weicheisen axial befestigt sind [Hah18]. Über eine starre Wellenkupplung wird die mechanische Verbindung zu der Schaltgabelstange hergestellt, um so die translatorische Bewegung auf die Schaltgabel übertragen zu können. In Abbildung 2.9 ist das CAD-Modell des Läufers im Schnitt dargestellt.

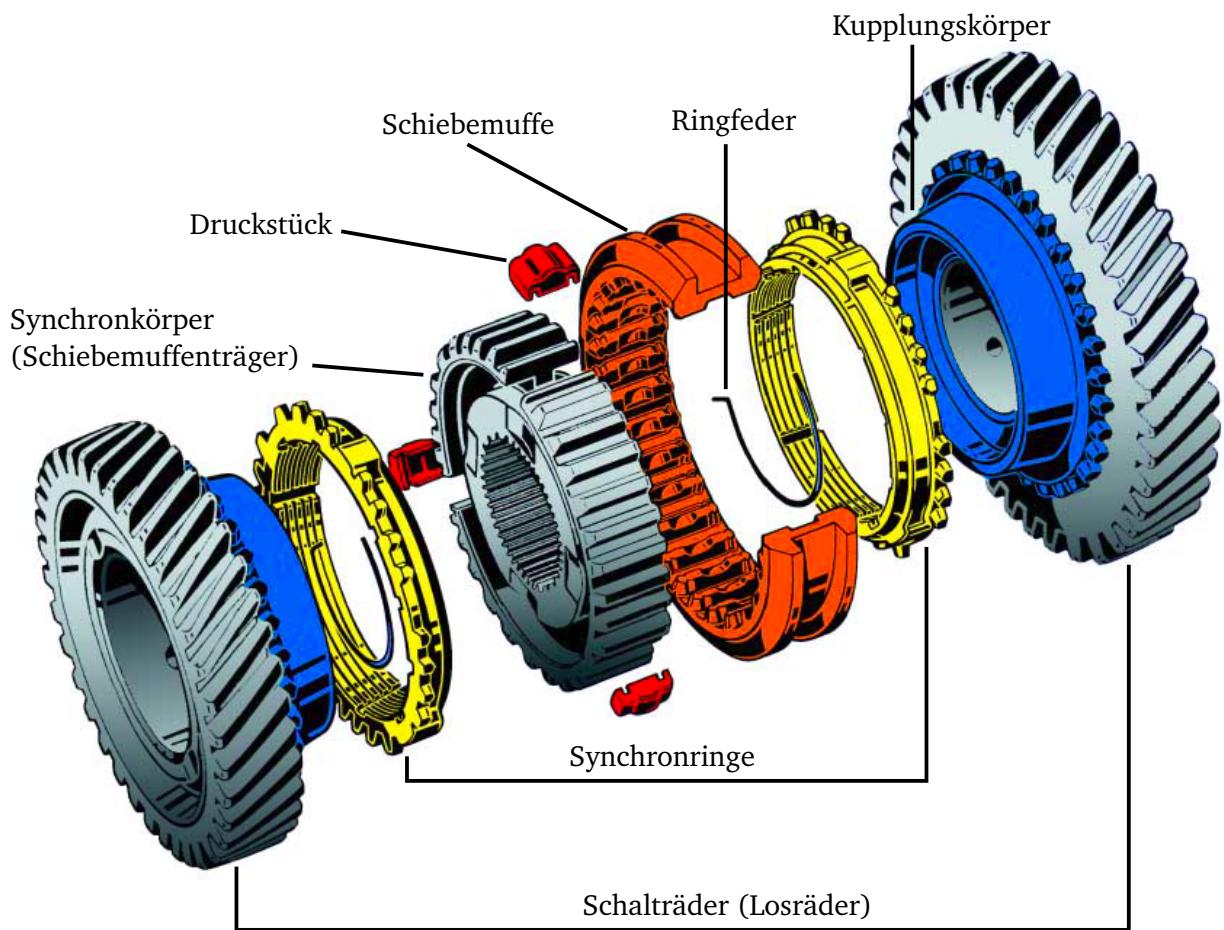


Abbildung 2.5.: Aufbau einer Einkonus-Synchronisationseinheit nach [INA02]

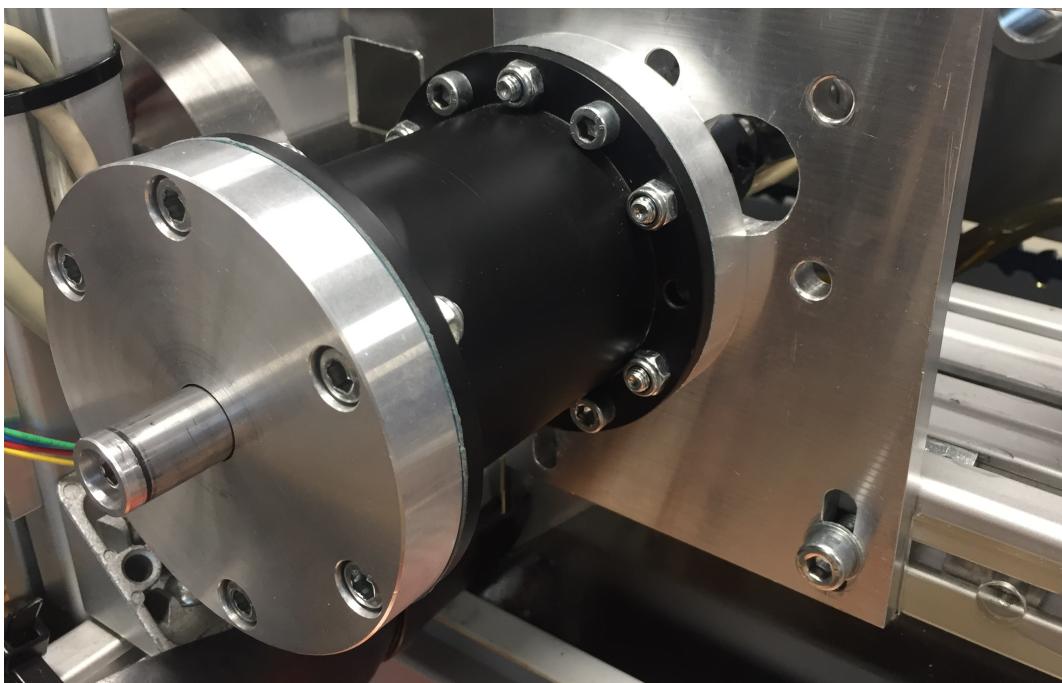


Abbildung 2.6.: Befestigter Aktor am Prüfstand

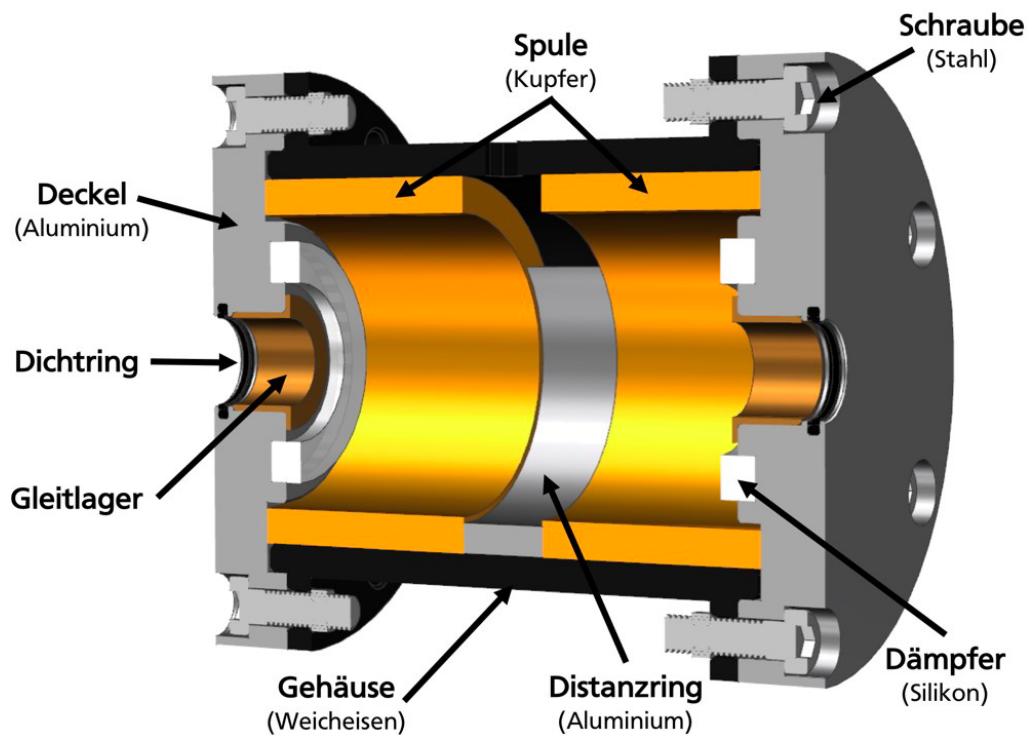


Abbildung 2.7.: CAD-Schnittbilddarstellung des Stators [Hah18]

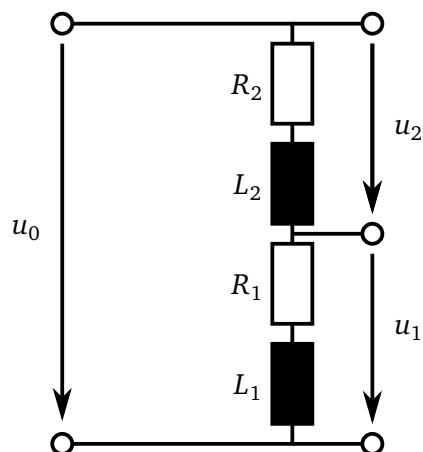


Abbildung 2.8.: Elektrisches Ersatzschaltbild des Tauchspulenaktors

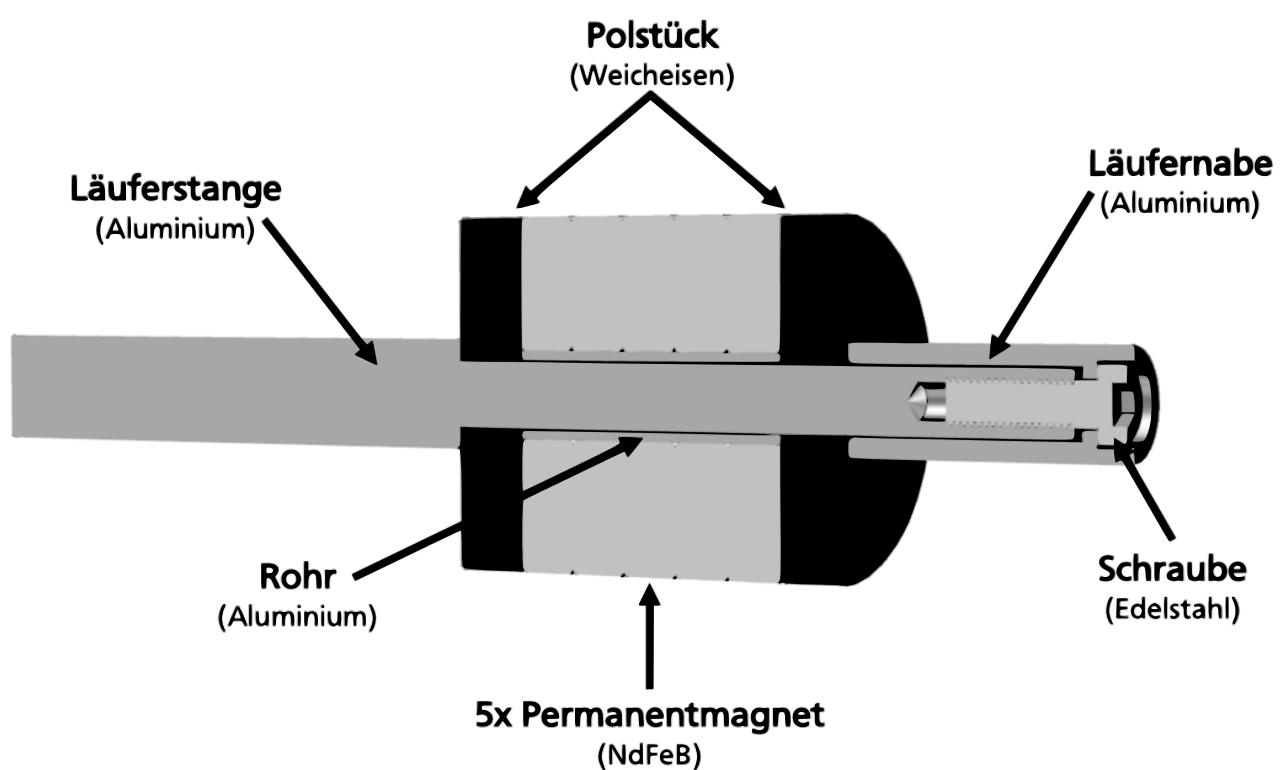


Abbildung 2.9.: CAD-Schnittdarstellung des Läufers [Hah18]

Wirkprinzip

Der Tauchspulenaktor als elektromagnetischer Wandler beruht auf dem elektrodynamischen Prinzip. Grundlegend für dieses ist die Lorentzkraft F_L , welche sich nach 2.1 berechnen lässt [MF11, S. 210].

$$\vec{F}_L = Q(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (2.1)$$

Auf die stromdurchflossenen Aktorspulen wirkt in orthogonaler Richtung in Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte B , der elektrischen Stromstärke I , sowie der vom Magnetfeld durchsetzten Leitungslänge l_B vereinfacht die Kraft

$$\vec{F}_{L,ax} = B \cdot I \cdot l_B. \quad (2.2)$$

Da die Spulen jedoch durch die mechanische Verbindung zum äußeren Stator ortsfest sind, wirkt eine, von der Richtung entgegengesetzte, Kraft auf die magnetfelderzeugenden Permanentmagneten, welche auf der Läuferstange befestigt sind. Die auftretenden Kräfte bewirken eine translatorische Bewegung des Läufers und der ebenfalls darauf befestigten Schaltgabel, abhängig von der Bestromungsrichtung der beiden Spulen. Zur Verifizierung dieses Verhaltens wurde in [Hah18] eine Kraft-Weg-Strom-Kennlinie aufgenommen, welche in Abbildung 2.10 dargestellt ist. Hier ist zu erkennen, dass die Kennlinien im Wegbereich von -10 mm bis +10 mm näherungsweise linear verlaufen. In Abbildung 2.11 wird die Erzeugung der Läufer-Schubkraft anhand eines CAD-Schnittbildmodells des einpoligen Tauchspulenaktors mit der eingezeichneten magnetischen Flussdichte verdeutlicht.

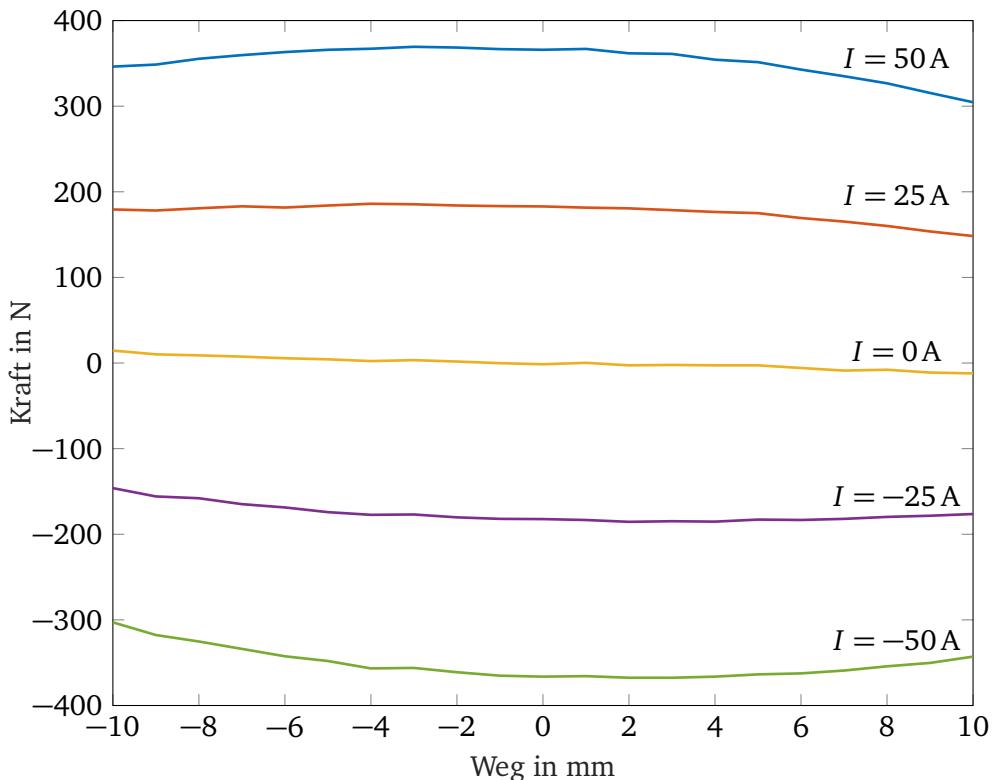


Abbildung 2.10.: Kraft-Weg-Strom-Kennlinie des Tauchspulenaktors [Hah18, S. 37]

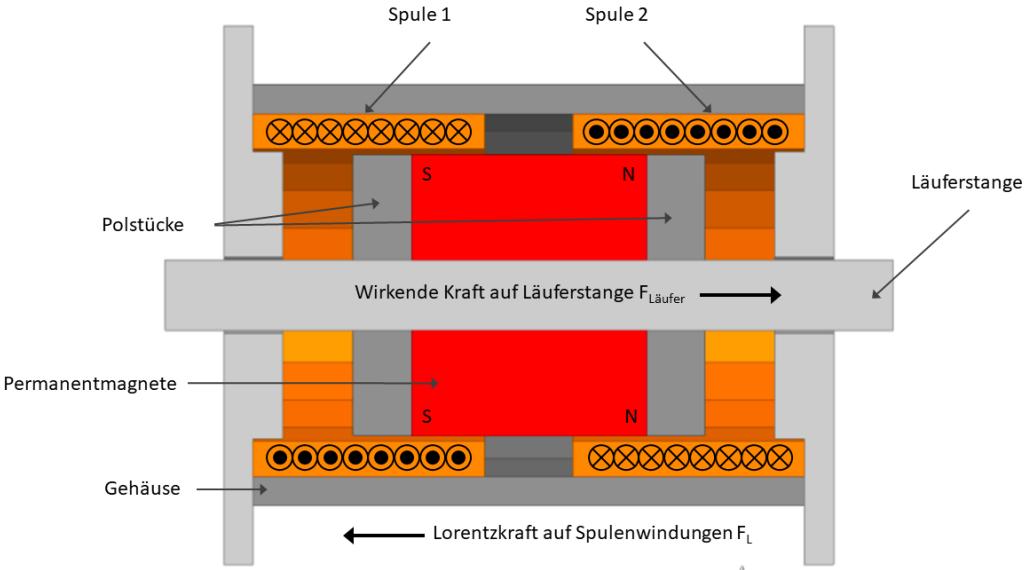


Abbildung 2.11.: Schnittbilddarstellung des einpoligen Tauchspulenaktors mit den resultierenden Kräften
[Hah18, S. 34, bearbeitet]

Induktivitätsverhalten

Die Induktivität einer Spule mit Kern im Inneren wird mit

$$L_S = \frac{\mu_r \mu_0 N^2 A}{l} \quad (2.3)$$

angegeben [HHH⁺09, S. 33]. Darin steht N für die Windungsanzahl der jeweiligen Spule, A für die Spulenquerschnittsfläche und l für die Spulenlänge. Diese geometrischen Parameter sind in den häufigsten Fällen konstant, wie auch die magnetische Feldkonstante μ_0 . Die relative Permeabilität μ_r ist abhängig von dem innerhalb befindlichen Material, welches beim Tauchspulenaktors aus Läufer, Permanentmagneten und Weicheisen besteht. Somit ist μ_r abhängig von der Läuferposition und nicht konstant, worauf in Abschnitt 4.1 näher eingegangen wird.

2.2.2 Aktorsteuerung

Zur Ansteuerung des Tauchspulenaktors am Prüfstand wird ein MDC1460 vom Hersteller ROBOTEQ verwendet [Rob18b]. Der DC-Motorcontroller ist derzeit über eine USB-Schnittstelle mit dem PC verbunden und bekommt so das Stellsignal, welches über eine Grafikoberfläche vom Anwender vorgegeben werden kann. Die Leistungsansteuerung für den Aktor erfolgt über ein anhand des Sollwerts berechnetes pulsweitenmoduliertes Signal (PWM). Intern wird daraus mit einer Halbbrücken-Schaltung aus Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistoren (MOSFETs) die Ausgangs-PWM-Spannung von 0 bis 13,8 V dem Aktor zugeführt. Als Energiequelle dient hier eine angeschlossene Starterbatterie, die dem Aktor einen Strom von bis zu 60 A bereitstellt. Auf weitere Eigenschaften und Kommunikationsfunktionen des Motorcontrollers wird in Abschnitt 3.1 eingegangen.

2.2.3 Echtzeitsystem MicroAutoBox

Die Rechenprozesse für bisherigen Prüfstandfunktionen, welche in MATLAB/SIMULINK umgesetzt wurden, laufen auf der MICROAUTOBLOCK II 1401/1513 der DSPACE GMBH. Diese wird im Folgenden als Echt-

zeitsystem beibehalten und um weitere Anwendungen für die kommenden Mess- und Regelaufgaben erweitert. Die Rechenprozesse werden jede Millisekunde neu ausgeführt, sodass sich eine Regelfrequenz von 1kHz ergibt. Die MICROAUTOBox verfügt über Analog Inputs (AI) bzw. Analog-Digital-Wandler (ADC), Analog Outputs (AO) bzw. Digital-Analog-Wandler (DAC), Digital Inputs (DI) und Digital Outputs (DO), sowie zahlreiche weitere Funktionen. Auf die Analog-Digital-Wandler, die im Folgenden noch verwendet werden, wird in Abschnitt 4.2.3 näher eingegangen.

2.2.4 Sensorik

Derzeit wird die Position des Läufers im Aktor am Prüfstand über einen *PLCD-25M Sensor (Permanent Magnetic Linear Contactless Displacement)* gemessen. Dieser wurde in einer vorherigen Arbeit in [CLM16] diskutiert und beurteilt und ist für die Anwendung in Getrieben ausgelegt.

Der Sensor besteht aus einem weichmagnetischen Kern, welcher in seiner Länge von einer Primärspule umgeben ist und an dessen Enden sich zusätzlich zwei Sekundärspulen befinden. Bei der Annäherung mit einem Permanentmagneten erfolgt lokal eine Sättigung des weichmagnetischen Kerns, welche mit den Spulen an beiden Enden durch eine induzierte Spannung erfasst werden kann. Über die gemessene Spannung kann schließlich auf die Position des Permanentmagneten beziehungsweise auf die der Schaltgabel rückgeschlossen werden.

Die Positionen des am Prüfstand befestigten Sensors sowie des auf die Schaltgabel angebrachten Permanentmagneten sind in Abbildung 2.12 dargestellt.

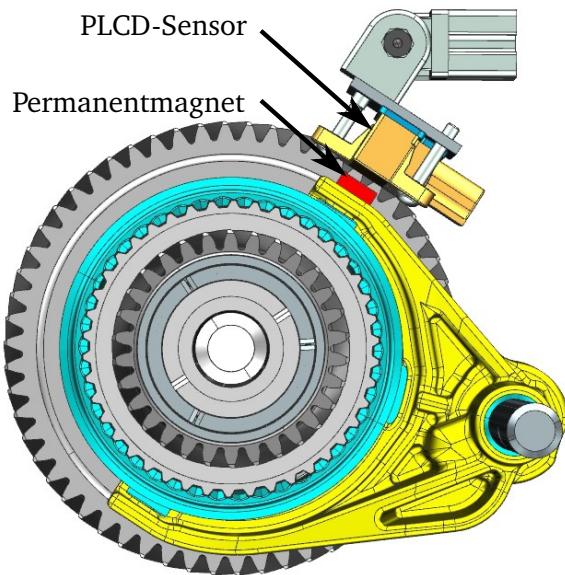


Abbildung 2.12.: Einbauposition Sensor [CLM16, S.24, bearbeitet]

Für die Inbetriebnahme ist eine externe Spannungsversorgung von $\pm 5\text{ V}$ nötig. Zum Auslesen und Weiterverarbeiten des positionsabhängigen Spannungssignals erfolgt die Anbindung an die MICROAUTOBox über den in Abschnitt 2.2.3 beschriebenen AD-Wandler vom Typ 4, mit einer konfigurierten Eingangsspannung von $\pm 10\text{ V}$.

Für die Kalibrierung und das letztlich gewünschte Positionssignal wird auf die in [CLM16, Abschn. 2.2.3] erarbeitete Methode sowie SIMULINK-Modell zurückgegriffen und im Weiteren kurz erläutert.

Der Sensor gibt neben dem eigentlichen Ausgangssignal auch das Komplementäre aus. Da beide Signale

jedoch den gleichen Wert liefern [CLM16, Abschn. 2.6.3], wird das zu Beginn dieser Arbeit ausgelesene komplementäre Signal weiterverwendet. Zur Bestimmung des Spannungs-Weg-Verhältnisses erfolgt bei jedem Start eine Kalibrierung zur Neuberechnung dieses Faktors. Hierzu wird zunächst das Inertialspannungssignal U_{0k} gemessen. Anschließend verfährt die Schaltgabel zu den jeweiligen mechanischen Anschlagspunkten und speichert die entsprechenden Spannungssignale U_{1k} und U_{2k} . Über den bekannten zurückgelegten Weg von $x_{ges} = 16,97 \text{ mm}$ und die Geradengleichung des Sensors lässt sich über

$$x = \frac{U_{ak} - U_{0k}}{U_{1k} - U_{2k}} \cdot x_{ges} \quad (2.4)$$

die Schaltgabelposition berechnen [CLM16].



3 Regelung der Schaltgabelposition

Aufgrund der Nichtlinearitäten des Getriebes, welche im weiteren Verlauf beschrieben werden, ist ein positionsgesteuerter Gangwechsel nicht möglich. Dennoch ist ein gesteuertes Schalten in die Gänge 1 und 2 aufgrund der mechanischen Anschlagspunkte des Getriebes möglich. Unerwünschte Nebeneffekte sind jedoch die zu großen Kräfte zwischen Schaltmuffe und Kupplungskörper, welche vermieden werden sollten. Ein weiteres Problem verursacht die Neutralstellung des Getriebes. Aufgrund der fehlenden Informationen über die benötigte Spannung am Aktor sowie die Position der Schaltgabel gleitet die Schaltmuffe beim Gangwechsel über die Neutralstellung hinaus, wodurch eine exakte Positionierung nicht möglich ist.

Hauptbestandteil dieser Arbeit ist angesichts der beschriebenen Probleme die Regelung der Schaltgabelposition bei entsprechender Sollvorgabe. Die Positionsbestimmung erfolgt zunächst über den zuvor verwendeten Hallsensor und soll im späteren Verlauf durch den zweiten Bestandteil dieser Arbeit, nämlich der sensorlosen Positionsbestimmung, ersetzt werden.

Durch den aktuellen Aufbau des Prüfstands in Abbildung 3.1(a) ist eine direkte Regelung der Strecke aufgrund des fehlenden Kommunikationswegs zwischen der MICROAUTOBox und der ROBOEQ-Box nicht möglich. Hierzu wird zunächst die Informationsübertragung über CAN-Bus aufgestellt und in Abschnitt 3.1 genauer beschrieben. Daraus ergibt sich schließlich der in Abbildung 3.1(b) gezeigte Aufbau.

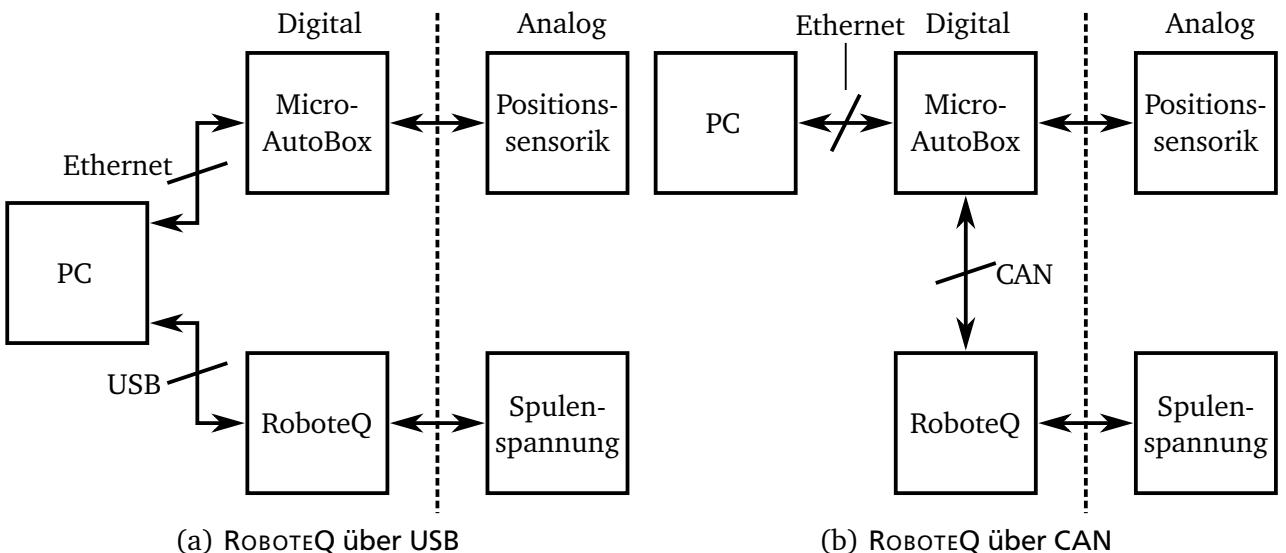


Abbildung 3.1.: Schematischer Aufbau des Kommunikationsweges des Prüfstands

Im Anschluss erfolgt die eigentliche Positionsregelung der Schaltgabel. Hierzu werden neben dem zuvor in [Hah18] erarbeiteten und simulierten Regler weitere Ansätze zur Regelung diskutiert. Des Weiteren wird auf die aufgetretenen Probleme eingegangen.

3.1 Kommunikation mit dem Motorcontroller über CAN-Bus

Das *Controller Area Network* oder kurz *CAN* ist ein Bussystem, das von BOSCH für die Kommunikation von Steuergeräten, Sensoren und Aktoren im Automobil entwickelt wurde [WBB05, S. 278]. CAN hat sich bei den meisten PKW-Herstellern sowie nahezu allen NKW-Herstellern durchgesetzt. Durch die hohen Stückzahlen im Automobil sind CAN-Controller deutlich günstiger als Komponenten für in der Automatisierungstechnik genutzte Feldbusse. Daher wird CAN heute auch in der Industriellen Automatisierung eingesetzt [ZS14, S. 57].

Es kann eine Vielzahl prinzipiell gleichberechtigter Teilnehmer im Busnetzwerk verbunden werden, von denen jeder mit jedem kommunizieren kann. Eine wichtige Rolle für die korrekte Deutung der übermittelten Daten spielen die sogenannten *Identifier*-Bits des Signals [WBB05, S. 278]. In dieser Arbeit werden lediglich zwei Geräte über CAN miteinander verbunden. Der Signal-Identifier ist dennoch für die Deutung des Signals wichtig, wie in Abschnitt 3.1.2 näher erläutert wird.

3.1.1 Hardware für CAN-Kommunikation

Ein High-Speed-CAN-Netzwerk benötigt lediglich die zwei Leitungen *CAN-High* und *CAN-Low*, an die alle Teilnehmer parallel angeschlossen werden. An beiden Enden des Netzwerks sind die Leitungen mit Wellenwiderständen von 120Ω abzuschließen. Das hier verwendete Netzwerk beinhaltet mit dem Motorcontroller und der MICROAUTOBox lediglich zwei Teilnehmer.

Die mögliche Bitrate in einem CAN-Netzwerk ist von der Länge der Leitungen abhängig und beträgt maximal 1 Mbit/s. Sie lässt sich grob nach der Faustformel

$$\text{Buslänge} \leq 40 \dots 50 \text{ m} \cdot \frac{1 \text{ Mbit/s}}{\text{Bitrate}}$$

berechnen [ZS14, S. 58]. Da die Leitung zwischen der MICROAUTOBox deutlich kürzer als 4 m ist, kann die maximale Bitrate von 1 Mbit/s genutzt werden.

An der MICROAUTOBox am Prüfstand befinden sich fünf Sub-D-Ports, über die CAN-Signale empfangen und gesendet werden können. Am Prüfstand ist ein CAN-Bus-Steckverbinder vorhanden, der für den Anschluss des Motorcontrollers an die MICROAUTOBox genutzt werden soll. Dieser verfügt bereits über einen Widerstand von 120Ω , der mit einem Schalter zugeschaltet oder getrennt werden kann. Für die Kommunikation mit dem Motorcontroller muss der Abschluss der Leitungen durch den Widerstand aktiviert sein. Im Stecker ist Can-LOW an die Klemme A1 und Can-High an B1 anzuschließen. So sind CAN-Low und CAN-High korrekt mit den Pins zwei und sieben des Sub-D-Ports verbunden.

Der MDC1460 verfügt über einen Anschluss für In- und Outputs mit 15 Ports. CAN-Low ist an Port Nummer sechs und CAN-High an Port Nummer sieben anzuschließen [Rob18b, S. 6]. Da dies das andere Ende des Netzwerks darstellt, sind die Ports sechs und sieben mit einem Widerstand von 120Ω abzuschließen. Eine schematische Darstellung des aufgebauten Netzwerks zeigt Abbildung 3.2. Die Leitungen entsprechen der Farbauswahl bei den bereits zuvor am Prüfstand vorhandenen Motorcontrollern.

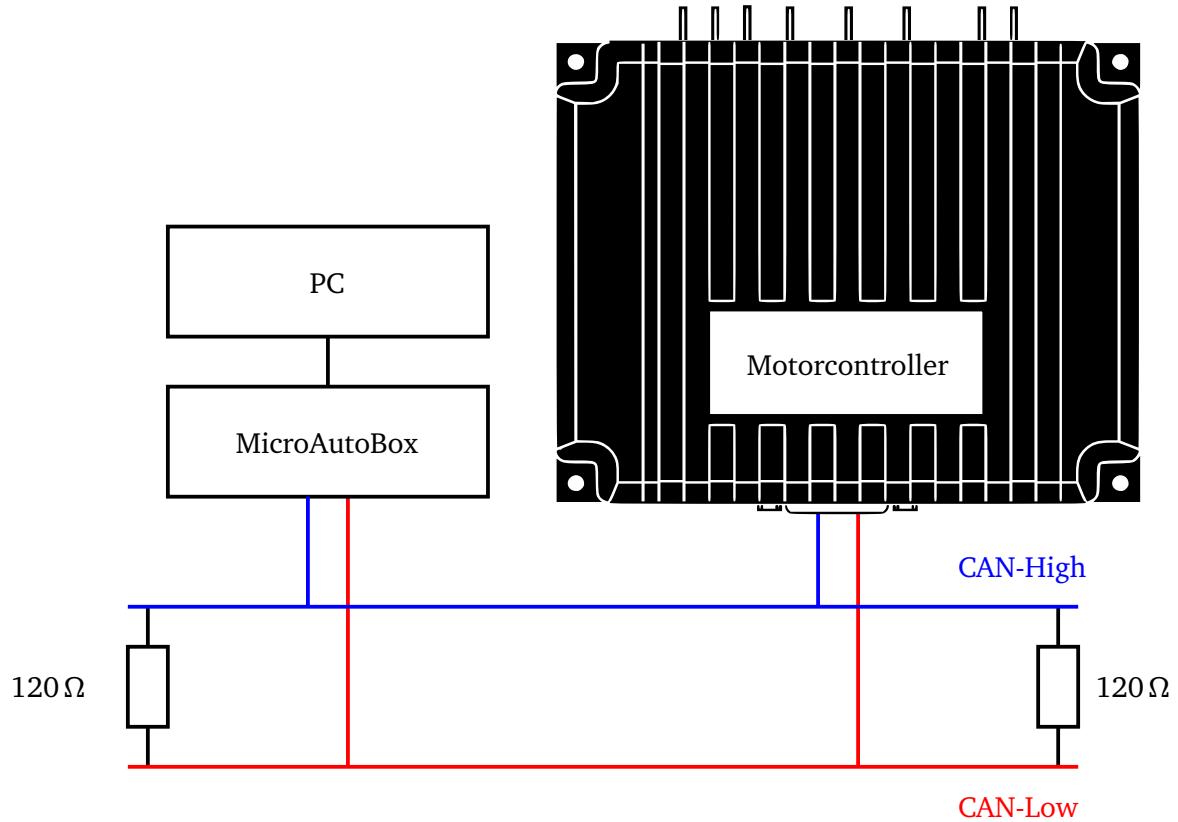


Abbildung 3.2.: Schematische Darstellung des CAN-Netzwerks nach [Rob17, S. 158]

3.1.2 Operationsmodi und Skript des Motorcontrollers

Der am Prüfstand verwendete Motorcontroller kann High-Speed-CAN-Signale empfangen und senden. Dazu stehen verschiedene Operationsmodi zur Verfügung, von denen einige ein Skript in der proprietären Sprache MICROBASIC benötigen. Der für den Aktor benutzte Motorcontroller des Typs MDC1460 unterstützt folgende CAN-Operationsmodi, die in [Rob17] und [Rob18a] beschrieben sind.

RawCAN RawCAN bietet vollständigen Lese- und Schreibzugriff auf alle Signale des CAN-Bus, die Nachrichten können bitweise verändert werden. Die Interpretation empfangener Signale sowie das Senden eigener Nachrichten wird im MICROBASIC-Skript des Motorcontrollers konfiguriert [Rob18b]. RAWCan würde sich zur Vorgabe des PWM-Tastgrades eignen. Allerdings ist dies mit zum Beispiel MiniCAN weitaus einfacher umzusetzen.

CANopen Der Operationsmodus CanOpen ist kompatibel zum gleichnamigen Kommunikationsprotokoll. So kann der Motorcontroller leicht in ein bestehendes Netzwerk eingebunden werden. In diesem Modus kann eine Vielzahl an Befehlen über eine CAN-Nachricht aufgerufen werden [Rob17, S. 177 ff.]. Das Kommunikationsprotokoll CANopen wird von der Anwendervereinigung CAN IN AUTOMATION E.V. (CiA) gepflegt [HS18]. CANopen eignet sich ebenfalls für die hier geplante Anwendung, ist allerdings komplizierter einzurichten als MiniCAN.

MiniCAN MiniCAN vereinfacht stark den Operationsmodus CANopen. In diesem Modus werden die Daten aus einer empfangenen Nachricht automatisch in Integer- oder Bool-Variable geschrieben. Der Identifier der Nachricht legt hierbei fest, ob und in welche Variable die Daten geschrieben werden sollen. Ebenso werden die Inhalte anderer Variablen automatisch in einer vorher definierten Frequenz gesendet [Rob18a]. Um mit dem PWM-Tastgrad einen einzelnen Wert entgegenzunehmen

und gleichzeitig maximal zwei Zahlenwerte über CAN auszugeben, eignet sich der Operationsmodus MiniCAN am besten. Das hierfür verwendete Skript ist im Verlauf dieses Abschnitts aufgeführt und beschrieben.

RoboCAN RoboCAN ist ein proprietäres Protokoll, mit dem mehrere Motorcontroller von ROBOEQ möglichst einfach im Netzwerk kommunizieren können [Rob17, S. 157]. In der hier behandelten Arbeit muss nur ein Motorcontroller von Hardware anderer Hersteller angesteuert werden. Daher ist RoboCAN für die Anwendung am Prüfstand nicht geeignet.

Der Motorcontroller sendet im Modus MiniCAN vier Signale mit Daten von jeweils acht Bytes aus und speichert zugleich Daten aus empfangenen Signalen ab. Die Bedeutung beziehungsweise Kodierung dieser Signale ist in Tabelle 3.1 erläutert. Es werden jeweils acht Integer- und 32 boolesche Variablen gesendet und empfangen. Die Kürzel *TPDO* und *RPDO* stehen hierbei für *Transmit Process Data Object* beziehungsweise *Receive Process Data Object* [Rob17, S. 164]. Wie in Tabelle 3.2 gezeigt ist, ist eingesetzte Node-ID des Motorcontrollers eins. Daher werden die ersten Variablen in einem Signal mit der ID 0x181 versendet, während das Signal mit dem PWM-Wert die ID 0x201 aufweisen muss, damit der Motorcontroller den Inhalt in die Variablen neun und zehn schreibt.

Tabelle 3.1.: Signalkodierung im Modus MiniCAN

Signal	CAN-ID	Byte1	Byte2	Byte3	Byte4	Byte5	Byte6	Byte7	Byte8
TPDO1	0x180 + NodeID	VAR1					VAR2		
TPDO2	0x280 + NodeID	VAR3					VAR4		
TPDO3	0x380 + NodeID	VAR5		VAR6		VAR7	VAR8		
TPDO4	0x480 + NodeID	BVAR 1–8	BVAR 9–16	BVAR 17–24	BVAR 25–32				
RPDO1	0x200 + NodeID	VAR9					VAR10		
RPDO2	0x300 + NodeID	VAR11					VAR12		
RPDO3	0x400 + NodeID	VAR13		VAR14		VAR15	VAR16		
RPDO4	0x500 + NodeID	BVAR 33–40	BVAR 41–48	BVAR 49–56	BVAR 57–64				

Die zur Einrichtung der CAN-Kommunikation über die Software ROBORUN+ vorgenommenen Einstellungen am Motorcontroller sind in Tabelle 3.2 aufgelistet.

Tabelle 3.2.: Einstellungen in Roborun+

Menü	Befehl	Wert
Start-up: Scripting	Script Auto-Start	Enable
CAN	CAN Mode	MiniCAN
CAN	Bit Rate	1000
CAN	Node ID	1
CAN	Listen Node ID	0
CAN	Heartbeat (ms)	0
CAN	MiniCAN Send Rate (ms)	1
CAN	CANOpen Autostart	Disabled

Wie bereits erwähnt erfordert der Operationsmodus MiniCAN ein MIKROBASIC-Skript, damit der Motorcontroller das gewünschte Verhalten zeigt. Das für die Ansteuerung des Aktors verwendete Skript ist in Listing 3.1 aufgeführt, eine Präzise Beschreibung aller MICROBASIC-Befehle gibt [Rob17, S. 187ff.].

```

1 'Zur Sicherheit fuer manuellen Abbruch:
2 WAIT(2000)
3 'Motor Operating Mode 1 (Closed-loop speed):
4 setconfig(_MMOD, 1, 0)
5 'PWM aus:
6 setcommand(_G,1,0)
7
8 top:
9 'VAR9 auslesen
10 pwm=getvalue(_VAR,9)
11 'Motorstrom auslesen:
12 motor_amp=getvalue(_A,1)
13 'PWM setzen:
14 setcommand(_G,1,pwm)
15 'VAR1 schreiben
16 setcommand(_VAR,1,pwm)
17 'Motorstrom in VAR2 (in [0,1A]) schreiben (ID 181 zweite Haelfte):
18 setcommand(_VAR,2,motor_amp)
19
20 goto top

```

Listing 3.1: MicroBasic-Skript des Motorcontrollers

Das verwendete Skript stellt nach zwei Sekunden Wartezeit in Zeile vier den Operationsmodus auf reine Steuerung des Motors durch Spannungsvorgabe. Zudem wird in Zeile sechs zunächst die PWM auf 0% gesetzt. Ab Zeile acht wird in einer Schleife immer wieder die empfangene PWM-Vorgabe aus Variable neun sowie der aktueller Motorstrom ausgelesen. Das aktuelle PWM-Ausgangssignal wird gemäß der Vorgabe angepasst. Im Anschluss werden der ausgegebene PWM-Wert und der Motorstrom in die Variablen eins und zwei geschrieben und damit automatisch über CAN gesendet. Das Senden des PWM-Wertes wurde zur Kontrolle der CAN-Kommunikation eingerichtet und wird eigentlich nicht benötigt. Allerdings sendet der Motorcontroller im Modus MiniCAN ohnehin alle Variablen aus.

3.1.3 Simulink-Modell für CAN-Kommunikation

Um über die MICROAUTOBOX CAN-Signale aus einem Simulink-Modell zu versenden, wird das von DSPACE bereitgestellte *RTI CAN MultiMessage Blockset* verwendet. Dieses ist in [DSp16a] ausführlich dokumentiert. Um in zukünftigen Arbeiten die Inbetriebnahme eines CAN-Netzwerks zu vereinfachen, wird im Folgenden nach [DSp16a] und [DSp16b] die Einrichtung eines Modells zur CAN-Kommunikation wie des hier verwendeten kurz beschrieben.

Das *RTI CAN MultiMessage Blockset* benötigt eine Datei vom Typ *Data Base CAN (.dbc)*, die die zu sendenden und empfangenen Botschaften definiert. Dabei wird zwischen Nachrichten und Signalen unterschieden.

Nachricht Eine Nachricht ist ein einzelnes Datenpaket, was über CAN übertragen wird. Es enthält unter anderem einen Identifier (kurz ID) und 8 Bytes an Daten.

Signal Ein Signal ist eine eigenständig zu verarbeitende Menge an Daten. Die 8 Byte an Daten einer Nachricht können aus mehreren Signalen bestehen.

Eine DBC-Datei lässt sich mit spezieller Software wie zum Beispiel VECTOR CANDB++ EDITOR einfach erstellen und bearbeiten. Wie bereits in Abschnitt 3.1.2 erläutert, werden für die Kommunikation mit dem Motorcontroller nur zwei Nachrichten benötigt, je eine für gesendete und empfangene Daten. Die zu

empfangene Nachricht enthält dabei zwei, die zu sendende Nachricht nur ein Signal. Die Konfiguration der Nachrichten und zugehörigen Signale ist in Tabelle 3.3 aufgelistet. *ID1* steht dabei für die ID des Gerätes, mit dem kommuniziert werden soll, also dem Motorcontroller. Die IDs der Nachrichten wurden in 3.1.2 erläutert.

Tabelle 3.3.: Konfigurierte Nachrichten und Signale in der DBC-Datei

Nachricht	ID	Datenlänge in Byte	Kommentar	
ID1_RPDO_1	0x201	8	PWM	
Signal	Nachricht	Startbit	Länge in bit	Kommentar
ID1_VAR01	ID1_TPDO_1	0	32	PWM Rueckgabe
ID1_VAR02	ID1_TPDO_1	32	32	Motorstrom
ID1_VAR09	ID1_RPDO_1	0	32	PWM

Nach Erstellen der DBC-Datei kann das SIMULINK-Modell eingerichtet werden. Die benötigten Arbeitsschritte sind in Anhang D erläutert.

3.2 Reglerentwurf

Nachdem die CAN-Kommunikation in Abschnitt 3.1 beschrieben wurde, erfolgt schließlich die eigentliche Regelung der Schaltgabelposition. Zunächst werden in Abschnitt 3.2.1 die Komponenten des Regelkreises sowie deren Eigenschaften beschrieben. Anschließend werden in Abschnitt 3.2.2 verschiedene Reglerentwürfe anhand des in Abbildung 3.1(b) gezeigten Prüfstands ausgelegt und erprobt sowie die aufgetretenen Probleme diskutiert.

Aufgrund der simultanen Auslegung eines sensorlosen Messkonzeptes in Kapitel 4 erfolgt ein hardwareseitiger Umbau des Prüfstands. Dadurch erfolgt in Abschnitt 3.2.3 eine Reglerauslegung am umgebauten Prüfstand.

3.2.1 Grundlagen der Regelung

Zu Beginn dieses Abschnitts werden die grundlegenden Eigenschaften der Regelung anhand des Schaltaktor-Prüfstands erläutert. Hierzu wird das in Abbildung 3.3 gezeigte Blockschaltbild verwendet, welches dem vorherigen Stand des Prüfstands entspricht. Im Anschluss wird auf die einzelnen Komponenten der Strecke des geschlossenen Regelkreises aus regelungstechnischer Sicht eingegangen.

Die Sollposition der Schaltgabel wird von der Computereinheit vorgegeben (Führungsgröße). Davon subtrahiert wird die tatsächliche Position der Schaltgabel (Regelgröße). Als Resultat ergibt sich die bleibende Regelabweichung. Diese wird durch den implementierten Regelalgorithmus verarbeitet und der Regler gibt ein entsprechendes Reglerausgangssignal an den Motortreiber weiter. Der ROBOTEQ-Motorcontroller verarbeitet das Stellsignal des Reglers und gibt mit Hilfe der Starterbatterie als Energiespeicher die benötigte Spannung für den Aktor aus. Der bestromte Tauchspulenaktor übt eine entsprechende Kraftauswirkung auf die Schaltstange aus, an welche die Schaltgabel geflanscht ist. Dementsprechend wird die tatsächliche Position der Schaltgabel korrigiert und der vorgegebene Gang eingelegt. Für die nötige Rückführung der Regelgröße wird die Schaltgabelposition von der Sensorik gemessen, das Signal verstärkt und anschließend digital gewandelt.

Die einzelnen Komponenten der Strecke wurden entsprechend im vorherigen Kapitel 2 beschrieben und sollen nun im Bezug auf die Regelung kurz erläutert werden.

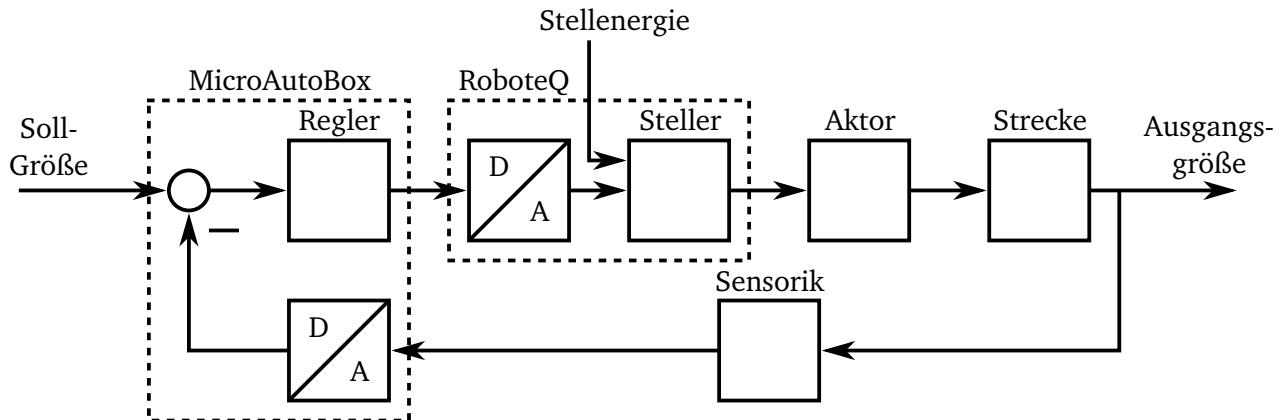


Abbildung 3.3.: Blockschaltbild des vorherigen Prüfstands inklusive Regelung

Die in Abschnitt 2.2.2 beschriebene Motorsteuerung in Form eines Motorcontrollers der Firma ROBOEQ, welcher zur Erzeugung des PWM-Signals verwendet wird, wird hinsichtlich der Regelung vereinfacht als idealer Wandler charakterisiert. Das heißt, dass das digitale Reglerausgangssignal ohne Zeit- und Wertverluste in ein analoges Spannungssignal umgewandelt wird.

Der elektrodynamische Tauchspulenaktor, welcher im weiteren Verlauf geregelt werden soll, kann trotz seiner nichtlinearen Kraft-Strom-Positions-Charakteristik näherungsweise als linearer Stellgeber beschrieben werden. Dies ist aufgrund des nahezu linearen Kraftverlaufs, welcher in [Hah18] aufgenommen wurde und in Abbildung 2.10 dargestellt ist, möglich.

Die Regelstrecke setzt sich aus Schaltgabel, Schaltmuffe und den entsprechenden Getriebestufen bestehend aus Gang 1 mit Synchronring sowie Gang 2 mit Klauenkupplung und Neutralgang zusammen. Durch die verschiedenen Schaltvorgänge mit entsprechend unterschiedlichen Widerständen ist die Regelstrecke nichtlinear. Dadurch ergeben sich für den Aktor verschiedene wegabhängige Kräfte, die dieser Aufbringen muss, um in die jeweiligen Gänge schalten zu können. Diese nichtlinearen Kraftverläufe erschweren die Beschreibung der Strecke und können streckenbedingt nicht linearisiert werden. Des Weiteren ist das in [Hah18] beschriebene Simulink-Modell des Prüfstands zu ungenau, um exakte Kenntnisse über die Regelstrecke zu erhalten.

Das Messglied, welches die tatsächliche Position der Schaltgabel misst, beinhaltet neben dem PLCD-Sensor auch einen Messverstärker. Der durch auftretende Nichtlinearitäten wie beispielsweise Messungenauigkeiten oder Totzeitverhalten verursachte relative Fehler des Messglieds ist sehr gering. Somit kann das Messglied idealisiert als Proportionalglied gesehen werden.

Die Digitalwandlerung des analogen Messsignals erfolgt durch die MICROAUTOBOX. Die bei der AD-Wandlerung entstandenen Quantisierungsfehler fallen ebenso wie bei der DA-Wandlerung der ROBOEQ-Box nicht weiter ins Gewicht und digital codierte Signale können wie Reelle behandelt werden [TR14].

3.2.2 Reglerauslegung am vorherigen Prüfstand

Da eine direkte Beschreibung der Strecke sowie eine Identifikation aufgrund der Nichtlinearitäten mit dem jetzigen Wissensstand nicht möglich ist, erschwert dies die Auslegung eines Reglers. Zunächst wird der in [Hah18] bestimmte und mit entsprechendem SIMULINK-Modell getestete reale PID-Regler mit den Parametern $K_P = 7,91 \text{ V/mm}$, $K_I = 46,25 \text{ %V/smm}$, $K_D = 0,05 \text{ %Vs/mm}$ und einer Polstelle bei 3,25, verwendet, um eine gewisse Kenntnis für die Strecke sowie ein Maß für die weiter Reglerauslegung zu erhalten.

Hierzu wurde in SIMULINK eine Referenzfahrt hinterlegt, welche die entsprechenden Gänge (Sollposition) vorgibt und die geregelte Sprungantwort des Systems aufnimmt. Die Schaltvorgaben der Referenzfahrt sehen wie folgt aus:

Gang 1	(-9 mm)	\rightarrow	Neutral	(-1 mm)
Neutral	(-1 mm)	\rightarrow	Gang 2	(+9 mm)
Gang 2	(+9 mm)	\rightarrow	Neutral	(-1 mm)
Neutral	(-1 mm)	\rightarrow	Gang 1	(-9 mm)
Gang 1	(-9 mm)	\rightarrow	Gang 2	(+9 mm)
Gang 2	(+9 mm)	\rightarrow	Gang 1	(-9 mm)

Für den in [Hah18] bestimmten PID-Regler, im Weiteren PID_{Hahn} -Regler genannt, ergibt sich das in Abbildung 3.4 dargestellte Diagramm. Der Aufbau des Regelkreises ist der in Abbildung 3.3 beschriebene. Wie deutlich zu erkennen ist, stellt sich bei der Strecke in Neutralstellung eine unerwünschte Dauerschwingung ein, die zwischen den Gängen 1 und 2 wechselt. Zusätzlich kommt es, nach Erreichen des Sollwerts durch den hohen I-Anteil des Reglers zu längeren Bestromungen des Aktors, da die Verstärkung des Integrators zunächst wieder abgebaut werden muss.

Des Weiteren sind Totzeiten zwischen Soll- und Istwertsprüngen zu erkennen. Auf diese wird in Abschnitt 3.2.2 noch genauer eingegangen, da die Latenzen auch in den folgenden Reglerauslegungen auftreten.

Die bleibenden Regelabweichungen in den Gang 1 und 2 kommen durch das Spiel zwischen Schaltmuffe und den jeweiligen Getriebestufen zustande und bedürfen keiner Korrektur, da die Gänge dennoch fest arretiert sind.

Aus der Erkenntnis des Diagramms wird deutlich, dass der in Simulink modellierte Prüfstand und der ausgelegte PID-Regler für die reale Strecke unzureichend sind.

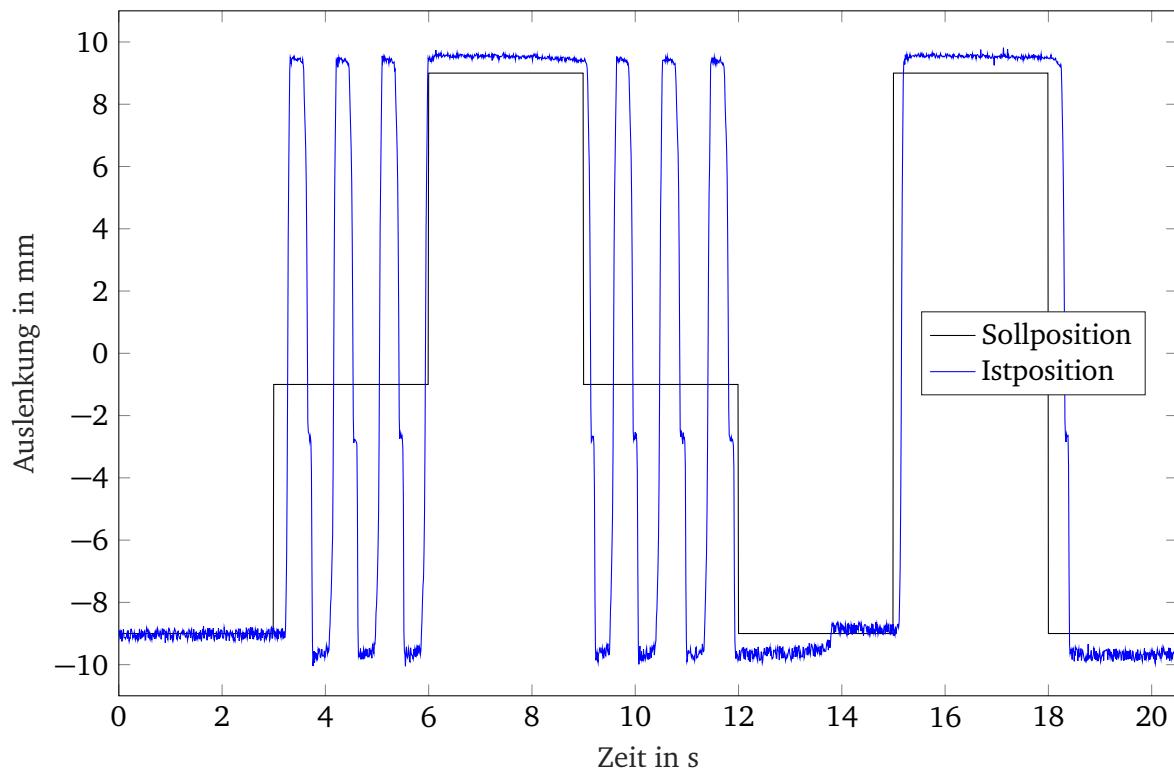


Abbildung 3.4.: Referenzfahrt, PID_{Hahn} -Regler, PWM_{Robo}

Ziegler-Nichols-Verfahren

Aus diesem Grund erfolgt die Auslegung eines neuen PID-Reglers experimentell. Hierzu werden die Regelparameter durch empirisch ermittelte Einstellregeln festgelegt. Eine der bekanntesten Methoden ist das Ziegler-Nichols-Verfahren, welches auch hier zum Einsatz kommt.

Zunächst wird die Regelstrecke mittels eines einfachen P-Glieds geschlossen und die Regelverstärkung so lange erhöht, bis sich am Ausgang der Regelstrecke ein Dauerschwingen einstellt. Die resultierende Regelverstärkung $K_{P,krit}$ und die Periode der Dauerschwingung T_{krit} ergeben sich entsprechend zu $K_{P,krit} = 25 \text{ V/mm}$ und $T_{krit} = 1,16 \text{ s}$.

Aus diesen beiden Werten lassen sich mit Hilfe der Zusammenhänge

$$\begin{aligned} K_P &= 0,6K_{P,krit} \\ T_I &= 0,5T_{krit} \\ T_D &= 0,12T_{krit} \end{aligned} \quad (3.1)$$

die Regelparameter ermitteln [Lun16, Kap. 9.4].

Diesbezüglich ergeben sich die Parameter zu $K_P = 15 \text{ V/mm}$, $K_I = K_P/T_I = 57,5 \text{ V/smm}$, $K_D = K_P T_D = 4,83 \text{ Vs/mm}$. Die Polstelle für den realen D-Anteil liegt bei 3,25.

Die aufgenommenen Sprungantworten der Referenzfahrt mit entsprechendem PID_{Z-N} -Regler sind in Abbildung 3.5 dargestellt. Wie zu erkennen ist, konnte die Dauerschwingung, die beim vorherigen PID-Regler auftrat, vermieden werden. Allerdings schwingt die Strecke beim Gangwechsel von Gang 1 in Neutralstellung deutlich über, so dass zusätzlich ein Wechsel in Gang 2 erfolgt. Die Totzeiten, welche zwischen Ist- und Sollwertänderung entstehen, sind auch weiterhin ein Problem. Die bleibenden Regelabweichungen in den verschiedenen Gängen sind tolerierbar.

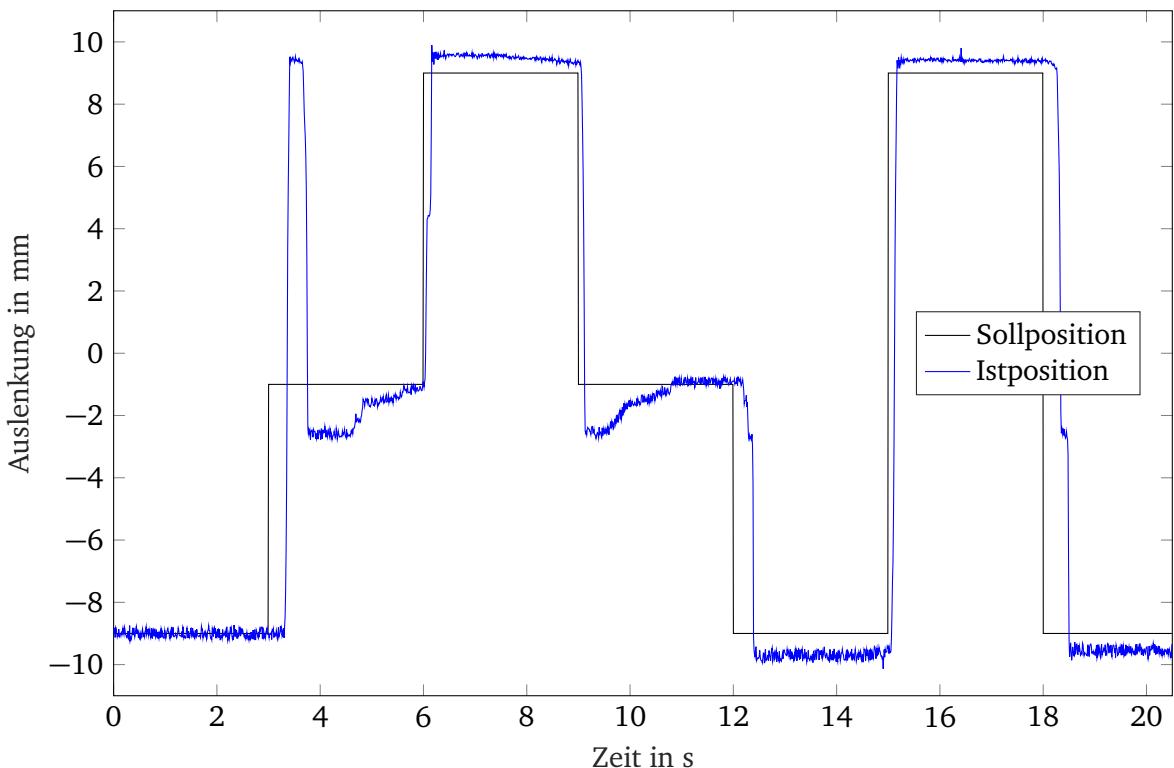


Abbildung 3.5.: Referenzfahrt, PID_{Z-N} -Regler, PWM_{Robo}

PD-Regler

Neben den oben aufgeführten PID-Reglern wird des Weiteren ein PD-Regler getestet. Die Begründung zur Wahl dieses Reglers liegt darin, dass der I-Anteil zu weiteren Verzögerungen innerhalb des Regelkreises führt und durch die Gangarretierung und das Spiel zwischen Kupplung und Getriebe die Regelabweichungen vernachlässigbar ist. Die Parameter für diesen Regler werden auf Basis der zuvor erwähnten PID-Regler ausgelegt, iterativ bestimmt und ergeben sich somit zu $K_P = 18\%V/mm$, $K_D = 0,1\%Vs/mm$ und einer Polstelle bei 3,25.

Der Verlauf für diese Sprungantworten ist in Abbildung 3.6 zu sehen. Im Vergleich zum PID_{Z-N} -Regler konnte das Überschwingen von Gang 1 in Neutralstellung um die Hälfte reduziert werden. Zusätzlich konnte durch den fehlenden I-Anteil eine Verringerung der Totzeit erreicht werden. Wie erwartet blieb die bleibende Regelabweichung davon unbeeinflusst.

Darüber hinaus wurden ein P-Regler und eine Vorsteuerung entworfen. Diese Ansätze wurden allerdings aufgrund ihres ähnlichen beziehungsweise minimal schlechteren Verhaltens im Vergleich zum PD-Regler nicht weiter verfolgt.

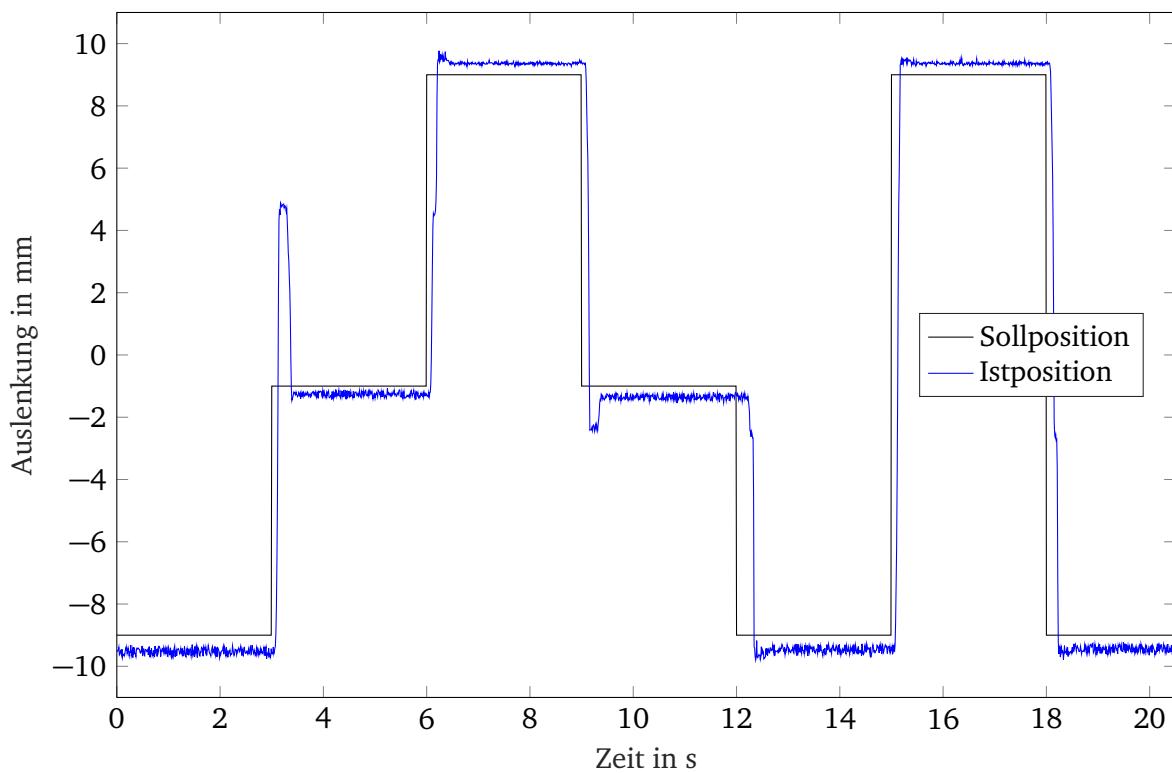


Abbildung 3.6.: Referenzfahrt, PD-Regler, PWM_{Robo}

Aufgetretene Probleme

Bei dem zuvor in Abschnitt 3.2.1 beschriebenen Prinzip der Regelstrecke wurden die Totzeiten des Regelkreises nicht mitberücksichtigt sowie einzelne Komponenten der Strecke als ideal angesehen. Da diese am realen Prüfstand Probleme verursachen, werden sie in diesem Abschnitt noch einmal genauer diskutiert.

Aufgrund der auftretenden Totzeiten und deren Vernachlässigung kann das Systemverhalten der Regelstrecke durch den Regler deutlich verändert werden. Um zu überprüfen, woher die Zeitverschiebungen

innerhalb des Regelkreises kommen, wurden die Ausgänge zwischen den relevanten Komponenten gemessen und sind in Abbildung 3.7 dargestellt. Als Referenzzeit wird die Änderung der Sollposition verwendet und mit den Zeiten der entsprechenden Sprungantworten verglichen.

Die durch die CAN-Kommunikation entstandene Zeitverschiebung zwischen MICROAUTOBOX und ROBOTEQ, ΔT_{PWM_out} beträgt 5 ms. Diese Totzeit ist im Vergleich zu den darauffolgenden relativ gering und kann auch nicht weiter minimiert werden. Die ROBOTEQ-Box verursacht bis zum bestromen des Aktors eine Totzeit von $\Delta T_{Strom} = 40$ ms. Dieses unerwartete Ergebnis der ROBOTEQ-Box, welche zuvor als idealer Wandler gesehen wurde, lässt sich durch keine Einstellungen innerhalb der Box beschreiben. Entsprechend benötigt die Schaltgabel bis zur Positionsänderung zusätzlich nochmals 25 ms. Somit ergibt sich insgesamt eine Totzeit von $\Delta T_{Istpos.} = 65$ ms bis zur Sollwertänderung. Die größte Latenz wird folglich von der ROBOTEQ-Box verursacht und kann bis auf Weiteres nicht verringert werden.

Als weiteres Nebenproblem ist hier der unerklärliche treppenförmige Stromverlauf zu nennen.

Da für eine sensorlose Positionsbestimmung und der damit verbundenen Auswertung der Spannungsverläufe eine andere Leistungselektronik benötigt wird, siehe Abschnitt 4.2, soll die ROBOTEQ-Box durch entsprechende Hardware ersetzt werden. Durch den veränderten Aufbau wird eine geringere Totzeit und eine Reduktion der damit verbundenen Probleme erwartet.

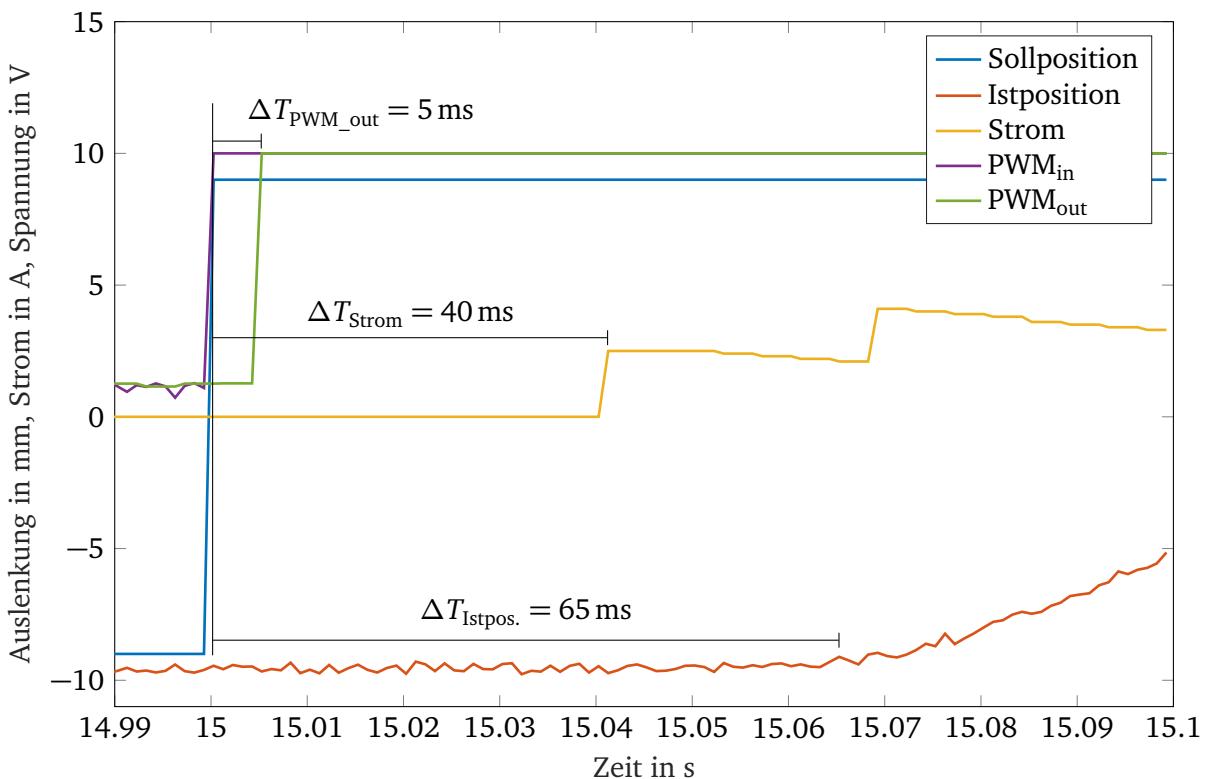


Abbildung 3.7.: Totzeiten des vorherigen Regelkreises

Ein weiteres Problem bei der Positionsregelung ist die Rückführung der tatsächlichen Schaltgabelposition mittels Hallsensor. Durch die Messungenauigkeiten des Sensors ergeben sich der Sollposition überlagernde Rauschanteile. Das weiße Rauschen des Sensors verursacht Schwankungen im Messwert von bis zu 1,5 mm. Diese führen in der Regelung zu unerwünschten Ausgangssignalen.

Abhilfe soll hierbei der in Abschnitt 4.2.3 beschriebene *Burst*-Modus des AD-Wandlers schaffen. Zunächst wird das Trigger-Intervall des *Burst Convection Triggers* auf 10^{-6} s, der *Burst Trigger Mode* auf *sample base rate* und die *Burst Size* des *Buffers* auf 100 gesetzt. Anschließend erfolgt eine Mittelwertbildung des überabgetasteten Signals und resultierend eine Glättung des Positionssignals. Der entsprechende Ver-

lauf dieses Positionssignals im Vergleich zum ungefilterten Signal ist in Abbildung 3.8 zu sehen. Durch die Überabtastung konnte das Rauschen des gemessenen Positionssignals um den Faktor drei verringert werden. Dadurch wird im Weiteren das überabgetastete Positionssignal für die Regelung verwendet.

Aufgrund der eingangs beschriebenen Nichtlinearitäten der Strecke durch unterschiedliche Widerstände bei entsprechendem Gangwechsel soll im Weiteren der Kraftbedarf als Störgröße modelliert werden.

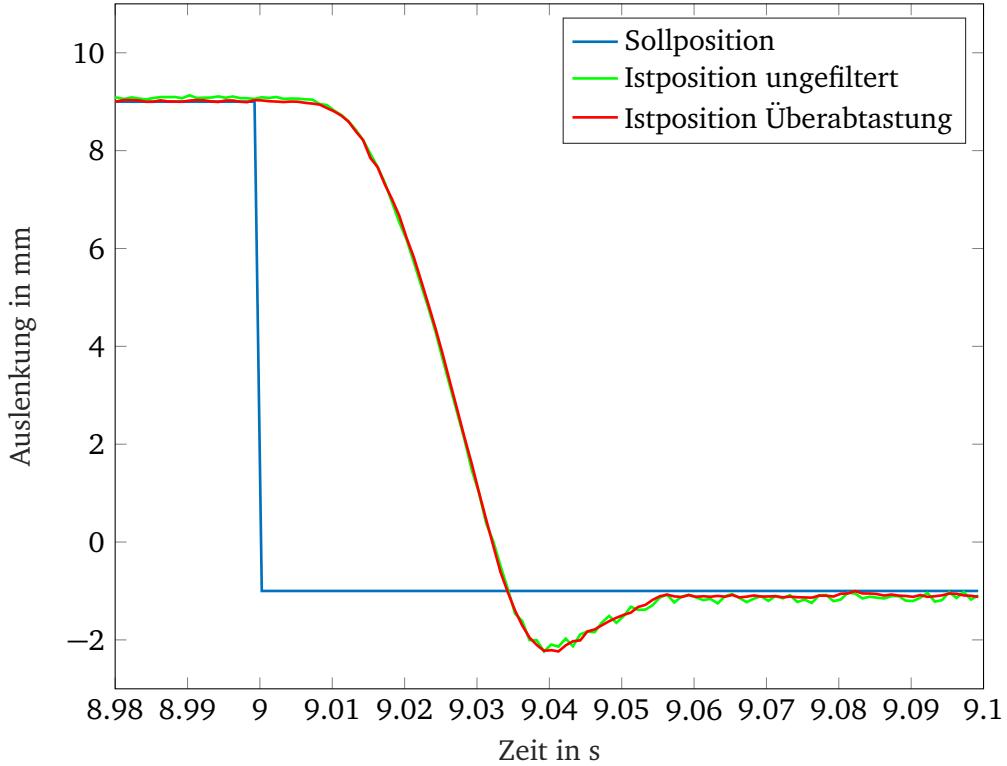


Abbildung 3.8.: Vergleich der Sprungantwort des ungefilterten und überabgetasteten Positionssignals

Störgrößenkompensation

Ziel der Störgrößenkompensation ist es, durch geeignete Wahl der Stellgröße die Störung bereits vor der Einflussnahme auf die Strecke zu kompensieren. Dadurch wird erreicht, dass die Nichtlinearitäten minimiert werden und der Regler linear arbeiten kann [Lun16].

Da der Kraftbedarf weg- aber nicht zeitabhängig ist, ist keine dauerhafte Messung der Kraft nötig. Zur Auslegung einer Störgrößenkompensation muss allerdings der Kraftbedarf des Aktors für die jeweiligen Gangwechsel bekannt sein. Die entsprechenden Kennlinien wurden in [Hah18] simuliert und sind in Abbildung 3.9 abgebildet. Daraus ergibt sich zum einen ein positiver Kraftverlauf in negative Richtung (blau) und ein negativer Kraftverlauf für die positive Sollwertänderung. Diese Kennlinien werden in Anbetracht des Reglerausgangs zunächst in prozentuale Spannungen umgerechnet und dem Regler parallelgeschaltet. Erfolgt nun eine Sollwertänderung wird dem Reglerausgang in Abhängigkeit des Weges und entsprechend der Kennlinie ein zusätzlicher Betrag aufaddiert oder subtrahiert.

Das Resultat der Störgrößenkompensation mit dem PD-Regler ist für einen Gangwechsel von Gang 2 in Neutralstellung in Abbildung 3.10 zu sehen.

Ein direkter Vergleich des PD-Reglers ohne Kompensationsverfahren zeigt jedoch, dass kein merklicher Unterschied zwischen den beiden Sprungantworten zu sehen ist. Dies liegt, wie die Grafik zeigt, an der

Stellgrößenbeschränkung der PWM und der Ausnutzung des gesamten Stellbereichs durch den alleinigen PD-Regler. Dadurch ergibt sich letztlich nur ein minimaler Betrag durch das Kompensationsverfahren, welcher zusätzlich neben dem Reglerausgang auf den Aktor wirkt. Somit muss im weiteren Verlauf darauf geachtet werden, dass die Stellgrößenbegrenzung eingehalten und möglichst nicht überschritten wird.

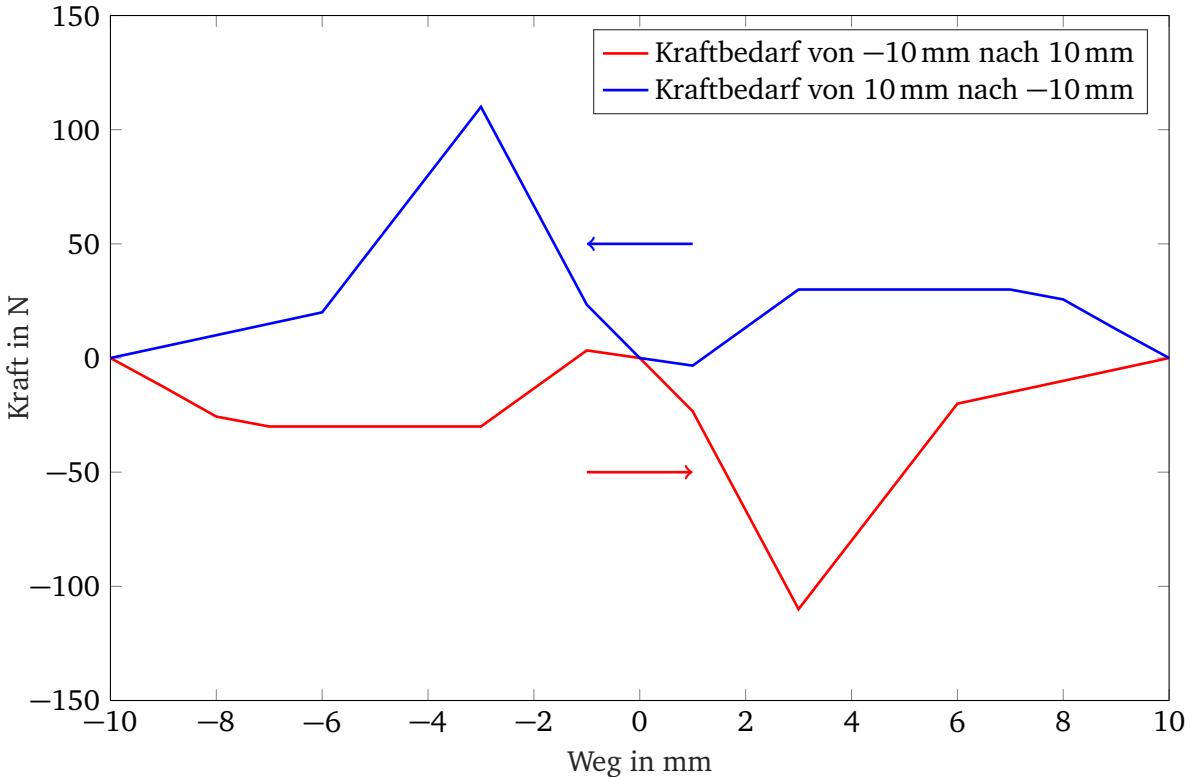


Abbildung 3.9.: Simulierter wegabhängiger Schaltkraftbedarf [Hah18, S. 42]

3.2.3 Reglerauslegung am umgebauten Prüfstand

Im Zuge der in Abschnitt 4.2 beschriebenen Umsetzung des Messaufbaus für die Auswertung des Spannungsverlaufs erfolgt die weitere Regelung anhand des hardwareseitig umgebauten Prüfstands. Als Motortreiber wird nun statt der ROBOTEQ-Box ein ARDUINO IBT_2-Motortreiber verwendet. Zur Positionsbestimmung wird weiterhin der Hallsensor verwendet.

Der schematische Aufbau ist, analog zu Abbildung 3.1, in Abbildung 3.11 zu sehen.

Das entsprechend veränderte Blockschaltbild des Regelkreises mit der im IBT_2 Motortreiber integrierten H-Brücke ist in Abbildung 3.12 dargestellt.

Zunächst erfolgt die Aufzeichnung der Sprungantworten erneut für den in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen und in [Hah18] ausgelegten PID-Regler. Das Resultat ist in Abbildung 3.13 dargestellt.

Die zuvor in Neutralgang aufgetretene Dauerschwingung konnte vermieden werden. Grund hierfür ist die deutliche Verringerung des Totzeitverhaltens durch Verwendung des IBT_2-Motortreibers.

Jedoch ergeben sich bei einem Gangwechsel von Gang 1 in die Neutralstellung ein Überschwingen sowie eine langsame Ausregelzeit und bei einem Wechsel von Neutralstellung in Gang 2 eine deutliche Anstiegszeit. Dies gilt es im Weiteren zu minimieren.

Der entsprechende Verlauf der Totzeit für den umgebauten Prüfstand ist in Abbildung 3.14 zu sehen. Von der Sprungantwort bis zur eigentlichen Stromänderung vergehen $\Delta T_{Strom} = 3 \text{ ms}$. Dies ist im Ver-

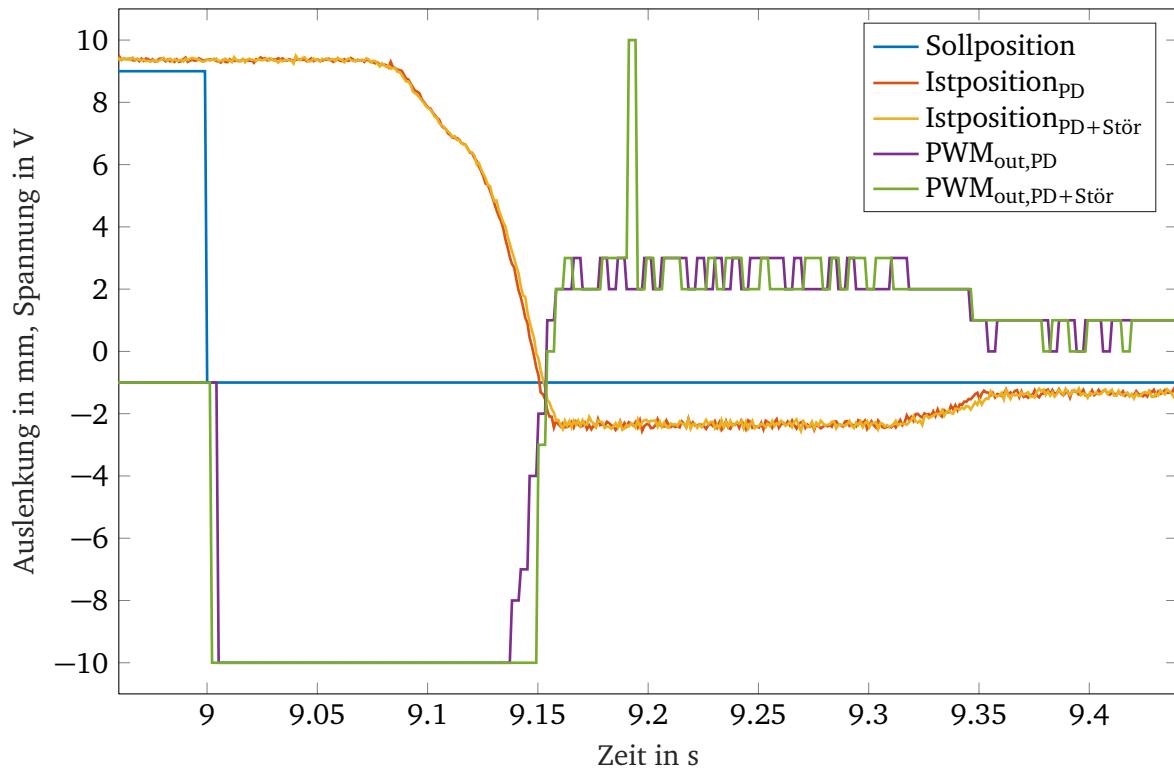


Abbildung 3.10.: Vergleich der Sprungantworten von Gang 2 in Neutral für den PD-Regler mit und ohne Kompensationsverfahren, PWM_{Robo}

gleich zum vorherigen Aufbau aus Abbildung 3.7 eine auffallende Besserung. Somit beträgt die Totzeit zur Sollwertänderung nur noch $\Delta T_{\text{Istpos.}} = 9 \text{ ms}$. Das heißt, durch den IBT_2-Motortreiber konnte die Differenz zwischen Stromänderung und Sollwertänderung von zuvor 25 ms auf 6 ms reduziert werden. Dies liegt im Vergleich zur stufenförmigen Stromausgabe der ROBOTEQ-Box mitunter an dem deutlich steileren Stromverlauf.

Durch den Austausch des Motortreibers konnte somit eine signifikante Verbesserung bezüglich des Verhaltens der Regelstrecke erreicht werden. Somit beinhaltet das in [Hah18] aufgebaute Simulink-Modell nicht das Streckenverhalten mit der RoboteQ-Box, wodurch der ausgelegte PID-Regler ungenau arbeitet.

Eine weitere Herausforderung ist die Aggressivität des Reglers bei einem Gangwechsel zwischen Gang 1 und 2 sowie in entgegengesetzte Richtung. Durch die hohe vom Regler ausgegebene Stellkraft und den nichtlinearen Kraftverlauf wirkt eine große Kraft auf die Schaltmuffe. Dadurch schlägt diese gegen den Kupplungskörper und verursacht ein lautes Klicken sowie starke Vibratoren am gesamten Prüfstand. Im weiteren Verlauf ist darauf zu achten, dass der Stellgrößenbereich eingehalten und zu große Kräfte vermieden werden.

Um zu Prüfen, ob mit dem PID-Regler nach dem Ziegler-Nichols-Verfahren ähnliche Ergebnisse erzielt werden können und das Problem der hohen Stellkraft minimiert werden kann, muss dieser zunächst aufgrund der hardwarebedingten Änderung analog zu der in Abschnitt 3.2.2 beschriebenen Methode ausgelegt werden.

Mit einer gemessenen kritischen Verstärkung von $K_{p,krit} = 5 \text{ %V/mm}$ sowie einer Periodendauer von $T_{krit} = 0,84 \text{ s}$ ergeben sich die Parameter des Reglers mit Gleichung 3.1 zu $K_p = 3 \text{ %V/mm}$, $K_I = 7,14 \text{ %V/smm}$ und $K_D = 0,315 \text{ %Vs/mm}$. Die Polstelle für den realen D-Anteil wurde iterativ von zuvor 3,25 auf 50 erhöht.

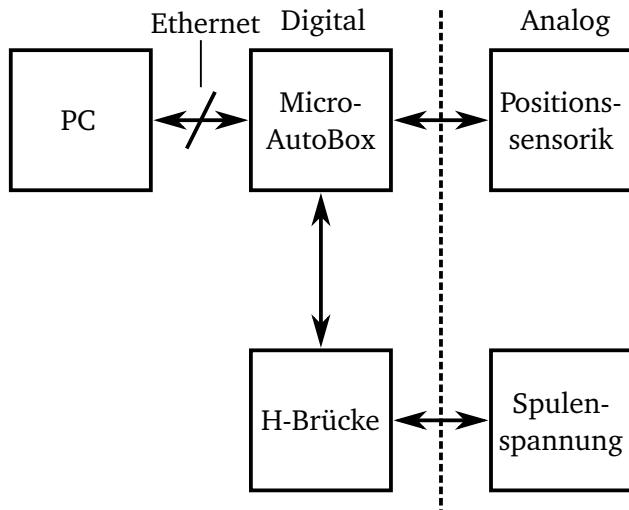


Abbildung 3.11.: Schematischer Aufbau des umgebauten Prüfstands

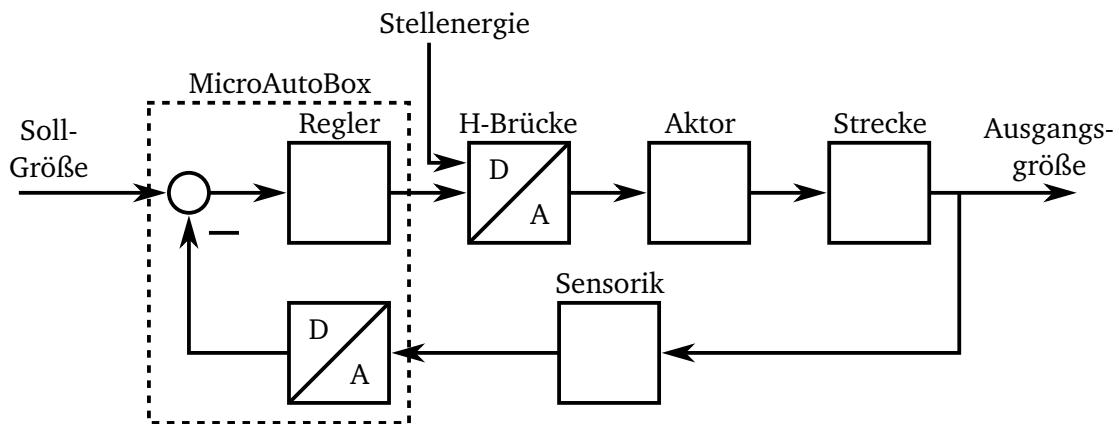


Abbildung 3.12.: Blockschaltbild des umgebauten Prüfstands inklusive Regelung

Der resultierende Verlauf ist in Abbildung 3.15 dargestellt. Hierbei sind stufenförmige Sprungantworten mit entsprechend langen Ausregelzeiten erkennbar. Zu Grunde liegen die geringe vom Regler ausgegebene Stellgröße sowie der größere Kraftbedarf während des Gangwechsels durch das Aufeinandertreffen der Ritzen zwischen Schaltmuffe und Kupplungskörper. Im Vergleich zum PID_{Hahn} -Regler ergibt sich somit ein deutlich schlechtere Verlauf.

Aufgrund des zu aggressiven PID_{Hahn} -Reglers und des zu schwachen $\text{PID}_{\text{Z-N}}$ -Reglers erfolgt eine iterative Optimierung des $\text{PID}_{\text{Z-N}}$ -Reglers. Dabei soll im Vergleich zum PID_{Hahn} -Regler die gleiche Dynamik des Systems erreicht werden. Zugleich aber soll der Stellgrößenbereich eingehalten und die Aggressivität minimiert werden, wie es beim $\text{PID}_{\text{Z-N}}$ -Regler der Fall ist. Aus diesen Forderungen ist die Optimierung des linearen Reglers für eine nichtlineare Strecke schwer realisierbar, wodurch erneut die in Abschnitt 3.2.2 beschriebene Störgrößenkompensation zum Einsatz kommt.

Da diese Kompensation auf einer simulierten Kraft-Weg-Kennlinie basiert, ergeben sich daraus punktsymmetrische Verläufe. Diese Verläufe müssen jedoch, aufgrund des unterschiedlichen Aufbaus des Getriebes, verschieden sein. Sie sollen deshalb experimentell ermittelt werden, um einen neuen Kompensationsverlauf zu erhalten. Hierzu wird nicht die Kraft, sondern direkt der für die Regelung relevante prozentuale Spannungsbedarf gemessen.

Die Verläufe für entsprechende positive bzw. negative Verfahrensrichtung sind in Abbildung 3.16 gegeben und werden dem PID-Regler parallel geschaltet.

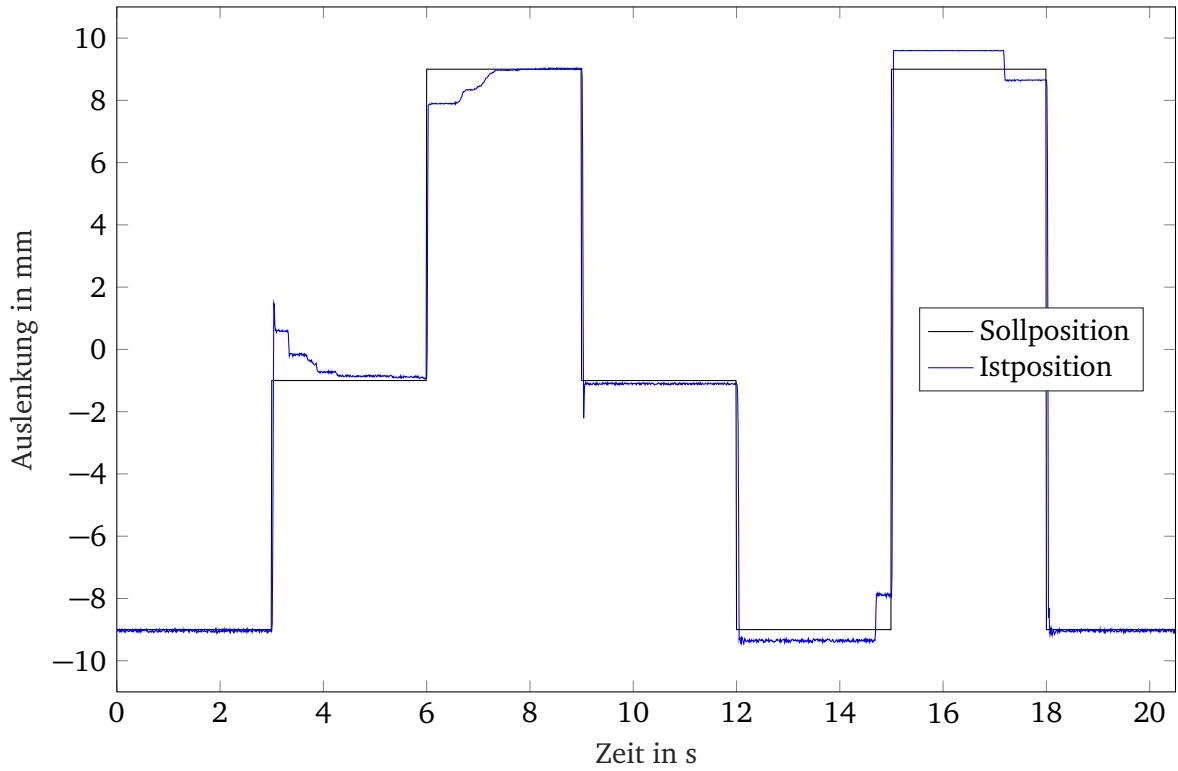


Abbildung 3.13.: Referenzfahrt, PID_{Hahn} -Regler, PWM_{IBT2}

Die iterativ bestimmten Regelparameter in Kombination mit dem Kompensationsverfahren ergeben sich zu $K_p = 2,6 \text{ V/mm}$, $K_I = 20 \text{ %V/s/mm}$ und $K_D = 1,6 \text{ %Vs/mm}$. Die Polstelle liegt nach wie vor bei 50. Der Verlauf der Referenzfahrt ist in Abbildung 3.17 zu sehen. Auf den ersten Blick ergibt sich eine sehr präzise Sollwertfolge der tatsächlichen Schaltgabelposition. Lediglich ein erhöhtes Überschwingen bei einem Gangwechsel von Gang 2 in die Neutralstellung ist zu erkennen.

Für eine weitere Beschreibung soll jedoch ein Vergleich zwischen dem $\text{PID}_{\text{Hahn},\text{IBT2}}$ -Regler und dem $\text{PID}_{\text{opt},\text{IBT2}}$ -Regler mit Kompensationsverfahren verwendet werden. Der Verlauf dieses Vergleichs ist in Abbildung 3.18(a) zu sehen. Die langsame Ausregelzeit bei einem Sprung von Gang 1 in Neutralstellung sowie die langsame Anregelzeit zwischen dem Wechsel von Neutralstellung in Gang 2 des $\text{PID}_{\text{Hahn},\text{IBT2}}$ -Reglers konnten durch den optimierten PID-Regler und die zusätzliche Störgrößenkompensation minimiert werden. Diese Dynamik ist ausgehend aus den Forderungen wünschenswert. Des Weiteren konnte mit Hilfe des Kompensationsverfahrens die Aggressivität des Reglers minimiert werden, sodass zu starke Schläge zwischen Schaltmuffe und Kupplungskörper vermieden wurden. Dies lässt sich anhand des in Abbildung 3.18(b) gezeigten Verlaufs des entsprechenden Reglerausgangs zeigen. Bei fast allen Schaltvorgängen konnte die Stellgrößenbeschränkung eingehalten werden. Ausschließlich bei der Sprungantwort von Gang 2 in Gang 1 wurde der Stellgrößenbereich um 5% überschritten. Dies ist ohne Einbußen bei der Gesamtdynamik des Systems unvermeidlich.

Die entsprechende Dynamik in Form der Ausregelzeit, Dämpfung und Überschwingweite des Systems für die verschiedenen Gangwechsel sind für den aktuell verwendeten $\text{PID}_{\text{opt},\text{IBT2}}$ -Regler mit Störgrößenkompensation in Tabelle 3.4 für die in Abbildung 3.18 gezeigten Verläufe dargestellt. Die Überschwingweite wird nach [Kon15, S.77] bestimmt und ergibt sich aus

$$\Delta h = \frac{h_{\max} - h_{\infty}}{h_{\infty}}, \quad (3.2)$$

wobei h_{\max} der Maximalwert des Überschwingens und h_{∞} der stationäre Endwert sind.

Aus der Tabelle wird die Differenz der verschiedenen Ausregelzeiten ersichtlich. Bei der Sprungantwort

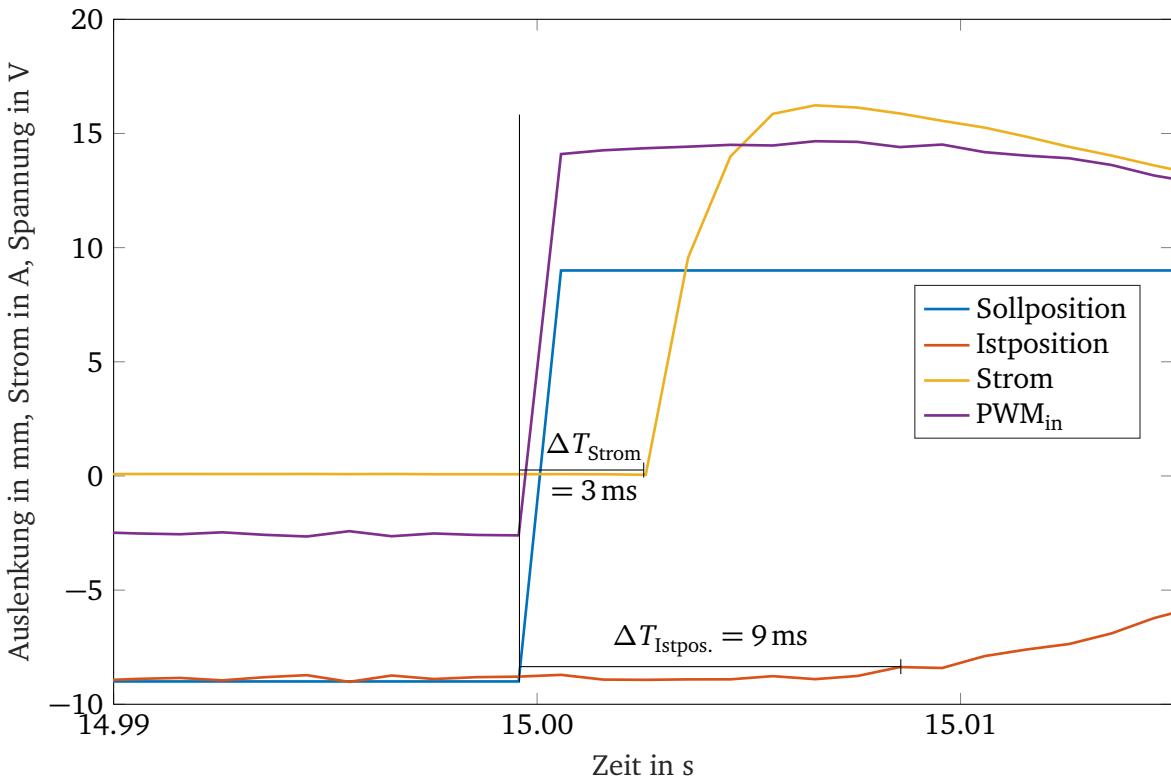


Abbildung 3.14.: Totzeiten des aktuellen Regelkreises

von Neutralstellung in Gang 1 ergibt sich die geringste Anregelzeit von $t_e = 33 \text{ ms}$, während die größte Anregelzeit von $t_e = 76 \text{ ms}$ durch den Gangwechsel von Gang 2 in die Neutralstellung verursacht wird. Dennoch konnten die Forderungen aus Abbildung 1.1 bezüglich der Schaltzeiten eingehalten werden. Des Weiteren ergibt sich bei einem Schalten in die Neutralstellung aus beiden Gängen heraus ein Überschwingen. Da dieses Überschwingen jedoch innerhalb des Toleranzbereichs des Gangs liegt, kann es vernachlässigt werden.

Tabelle 3.4.: Dynamik und Dämpfung des PID_{opt} -Reglers mit Störgrößenkompensation bei verschiedenen Gangwechsel

Gangwechsel	Ausregelzeit t_e in ms	Überschwingweite Δh
1 → N	58	0,388
N → 2	40	0
2 → N	76	0,1
N → 1	33	0
1 → 2	45	0
2 → 1	47	0

Für einen genaueren Vergleich des letztendlichen Regelungsfortschritts ist in Abbildung 3.19 die Sprungantwort, beispielhaft für den Gangwechsel von Gang 2 nach Gang 1, für verschiedene Meilensteine gezeigt.

Zunächst fällt der Verlauf des PID-Reglers (Istposition $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$) mit seiner deutlichen Totzeit auf. Dieser soll hier noch einmal den Unterschied zwischen der zuvor verwendeten ROBOTEQ-Box und dem IBT_2-Motortreiber sowie den beschriebenen Problemen aufzeigen.

Eine zusätzliche Verzögerung entsteht durch den I-Anteil des Reglers der aufgrund einer vorherigen

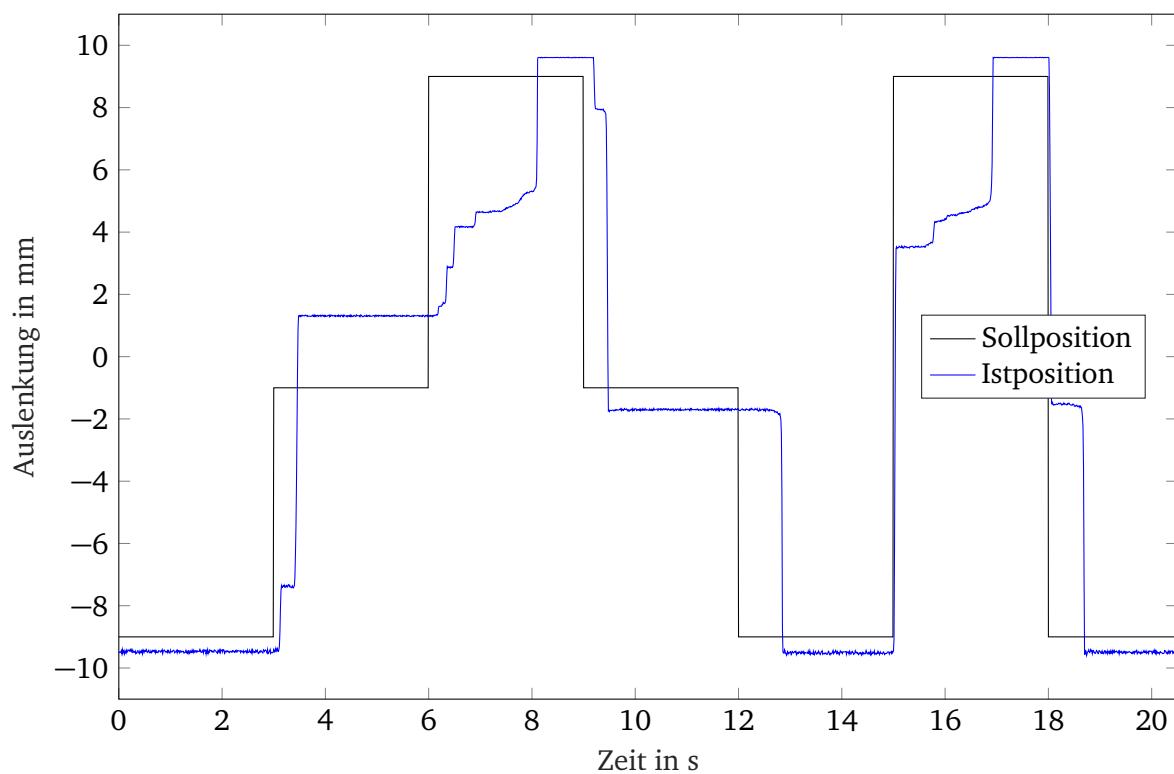


Abbildung 3.15.: Referenzfahrt, $\text{PID}_{\text{Z-N}}$ -Regler, PWM_{IBT2}

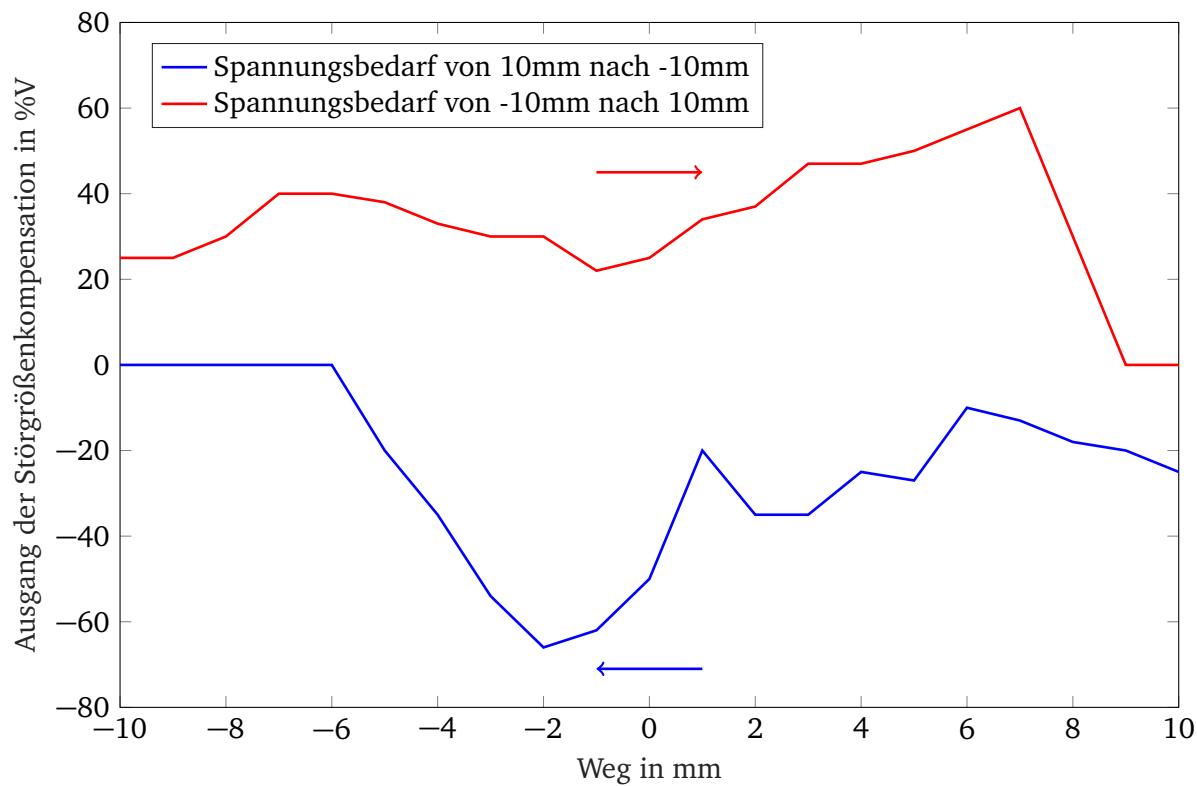


Abbildung 3.16.: wegabhängiger, prozentualer Spannungsbedarf der Störgrößenkompensation

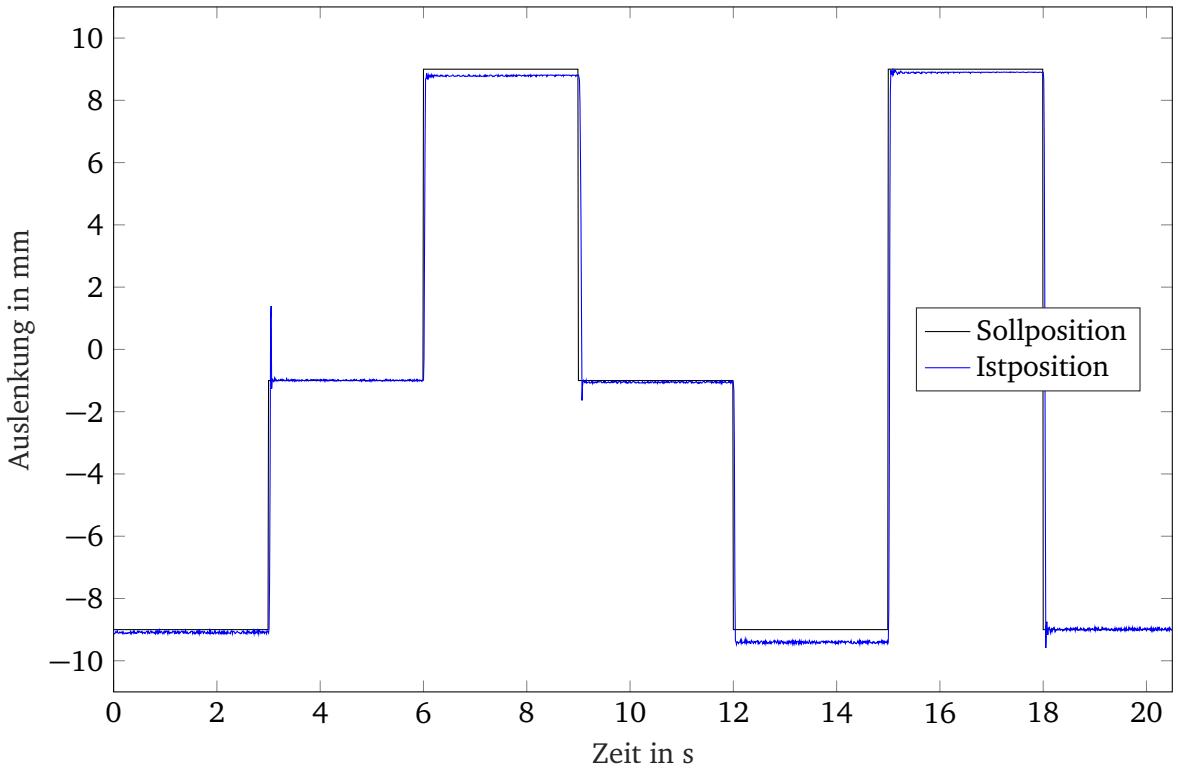


Abbildung 3.17.: Referenzfahrt, PID_{opt} -Regler mit Störgrößenkompenstation, PWM_{IBT2}

Sprungantwort zunächst abgebaut werden muss. Der Verlauf des I-Anteils ist in Abbildung 3.20(b) zu sehen. Da der $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$ -Regler eine große Integrationsverstärkung hat, baut sich der Verlauf des I-Anteils durch die Totzeiten weiter auf, wodurch dieser in die Stellgrößenbegrenzung kommt.

Auch der P-Anteil, in Abbildung 3.20(a) dargestellt, verursacht durch seinen großen negativen Verlauf eine zusätzliche Aufsummierung auf das Reglerausgangssignal. Dadurch wird der Stellgrößenbereich der PWM durch die in Tabelle 1.1 aufgestellten Anforderungen deutlich überschritten. Der D-Anteil des $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$ -Reglers in Abbildung 3.20(c) nimmt kaum Einfluss auf das Stellsignal.

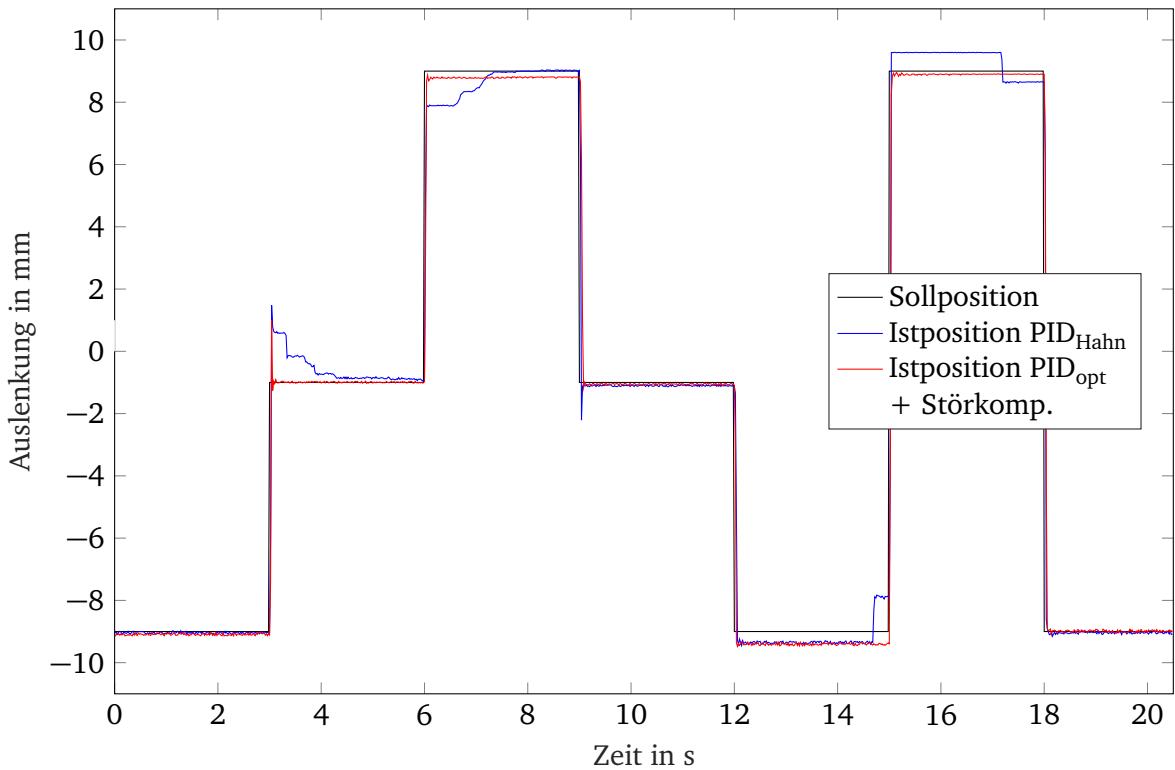
Als nächstes wird die Sprungantwort der Steuerung betrachtet. Diese dient als Referenz für die weiteren Regler nach Umbau des Prüfstands. Die Schaltgabelposition erreicht mit voller Stellgröße, abgebildet in 3.20(d), ihre vorgegebene Sollposition nach 33 ms. Dadurch schlägt die Schaltmuffe jedoch mit voller Kraft gegen den Kupplungskörper. Ein weiteres Problem ist, dass aufgrund der Nichtlinearitäten der Strecke der Neutralgang nicht exakt eingelegt werden kann.

Der Verlauf des $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ -Reglers nach erfolgtem Umbau des Prüfstands ist ebenfalls in Abbildung 3.19 dargestellt. Die Ausregelzeit beträgt 38 ms. Dabei wird deutlich, wie stark die RoboteQ-Box die Totzeiten des Regelkreises beeinflusst hat. Der $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ -Regler weist ein ähnliches Sprungverhalten wie das der Steuerung auf. Allerdings schlägt auch hier die Schaltmuffe mit voller Kraft gegen den Kupplungskörper. Dies ist auf das Überschreiten des Stellgrößenbereichs aus Abbildung 3.20(d) zurückzuführen. Die Stellgröße selbst resultiert hauptsächlich aus der Proportionalverstärkung des PID-Reglers in Abbildung 3.20(a). Der I-Anteil des $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ -Reglers fällt aufgrund der geringeren Totzeit kleiner aus. Durch die geringe Dämpfung, ersichtlich aus dem Verlauf des D-Anteils in 3.20(c), wird die Aggressivität des Reglers nochmals bestätigt, da die geringe Differentialverstärkung kaum Einfluss auf den Reglerausgang hat.

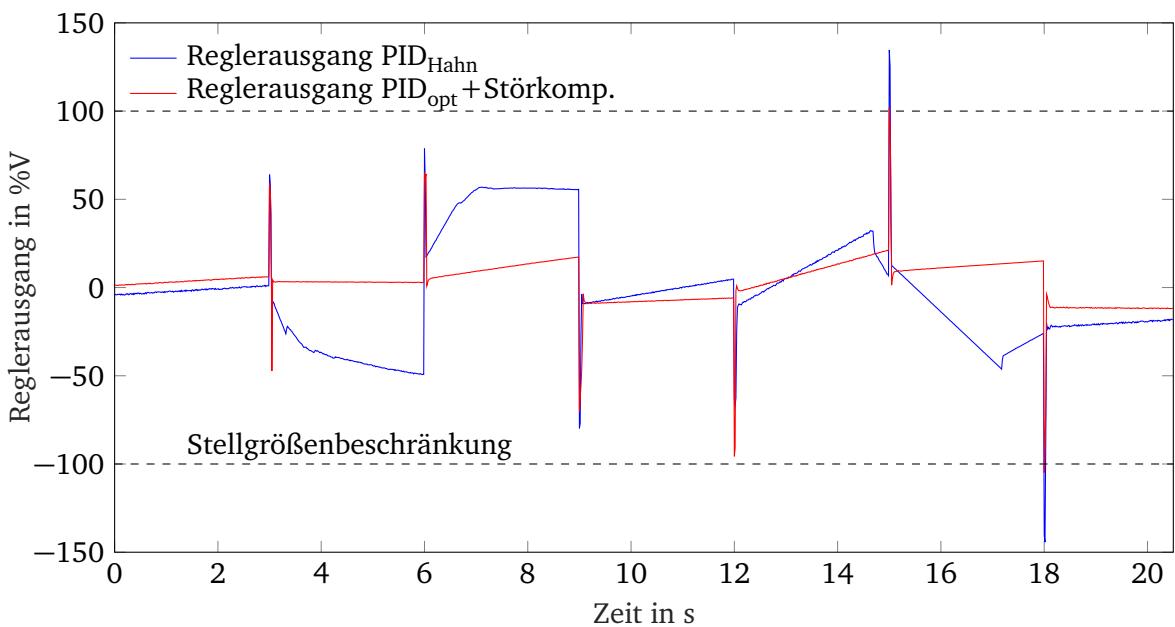
Aufgrund dessen ist der letztendliche $\text{PID}_{\text{opt,IBT2}}$ -Regler mit Kompensationsverfahren ausgelegt worden, welcher ebenfalls in 3.19 zu finden ist. Die Ausregelzeit beträgt 47 ms. Zum einen konnte durch die Störgrößenkompensation die Stellgrößenbegrenzung nahezu eingehalten und die Aggressivität des Reglers minimiert werden, zum anderen aber auch die Dynamik des Gesamtsystems verbessert werden.

Der Verlauf des P-, I- und D-Anteils ist in den Abbildungen 3.20(a) bis 3.20(c) zu sehen. Neben der geringeren P-Verstärkung im Vergleich zum $\text{PID}_{\text{opt,IBT2}}$ -Regler ist außerdem ein deutlich größerer D-Anteil zu erkennen. Der Verlauf des Reglerausgangsignals inklusive aufgeschalteter Störgrößenkompensation ist in 3.20(d) gegeben. Wie zuvor erwähnt, konnte bei dieser Sprungantwort als einzige die Stellgrößenbegrenzung nicht eingehalten werden. Die geringe Überschreitung der Begrenzung wurde als Kompromiss gegenüber der Dynamik des Gesamtsystems eingegangen.

Die Regelung bis zu diesem Zeitpunkt fand über die Rückführung des Positionssignals mittels Hallsensor statt. Im Weiteren soll der Schaltgabelweg durch ein geeignetes sensorloses Wegmessverfahren bestimmt werden und den somit überflüssig gewordenen Hallsensor ersetzen. Die dazugehörige Theorie sowie entsprechende Messaufbauten und Auswertungen der Signale werden in Kapitel 4 beschrieben.



(a) Sprungantworten



(b) Reglerausgang

Abbildung 3.18.: Vergleich Referenzfahrt, PID_{Hahn} -Regler und PID_{opt} -Regler mit Störgrößenkompensation, PWM_{IBT2}

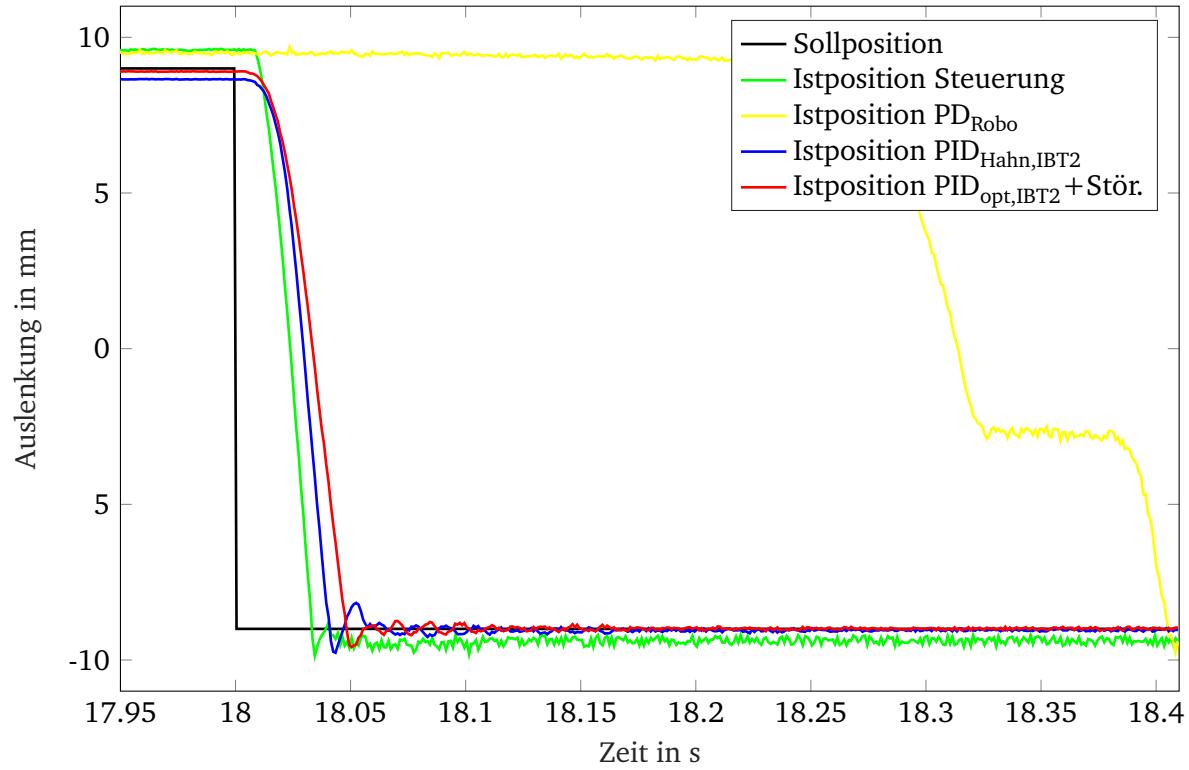
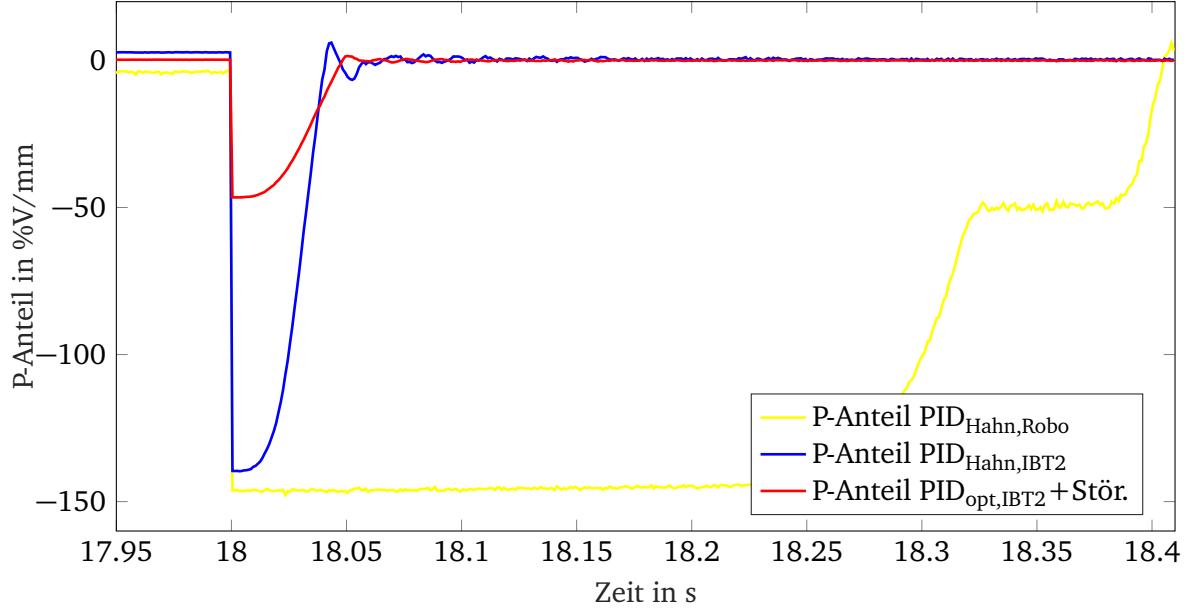
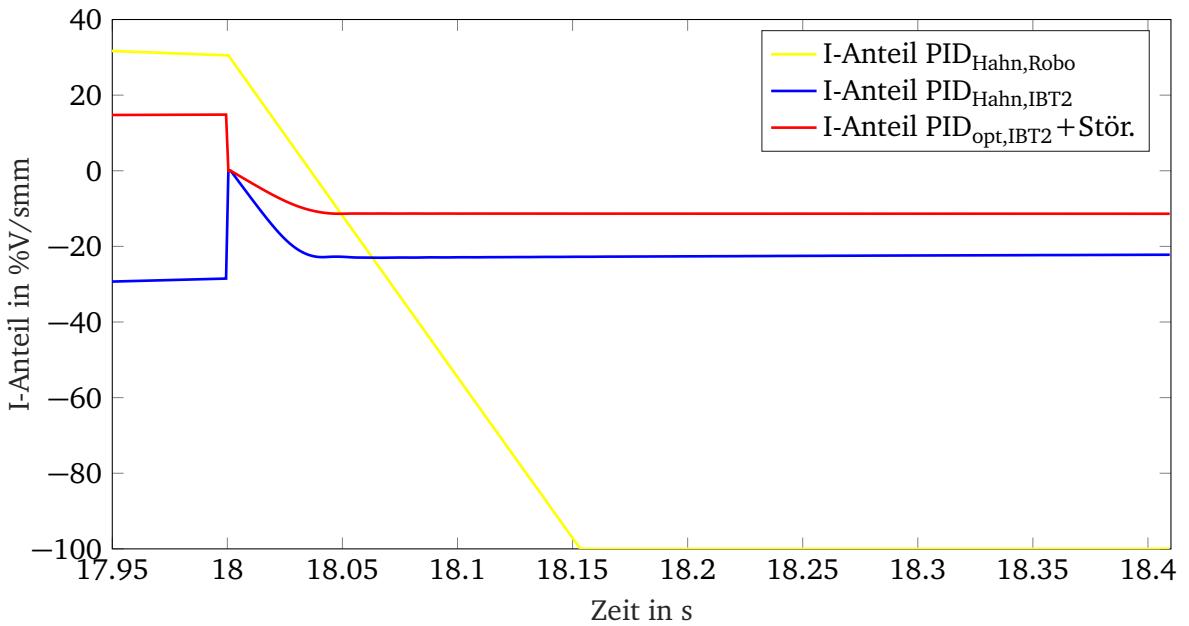


Abbildung 3.19.: Vergleich Sprungantwort Gang 2 nach Gang 1, Steuerung, $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$ -, $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ - und $\text{PID}_{\text{opt,IBT2}}$ -Regler



(a) Vergleich P-Anteil



(b) Vergleich I-Anteil

Regelung der Schaltgabelposition

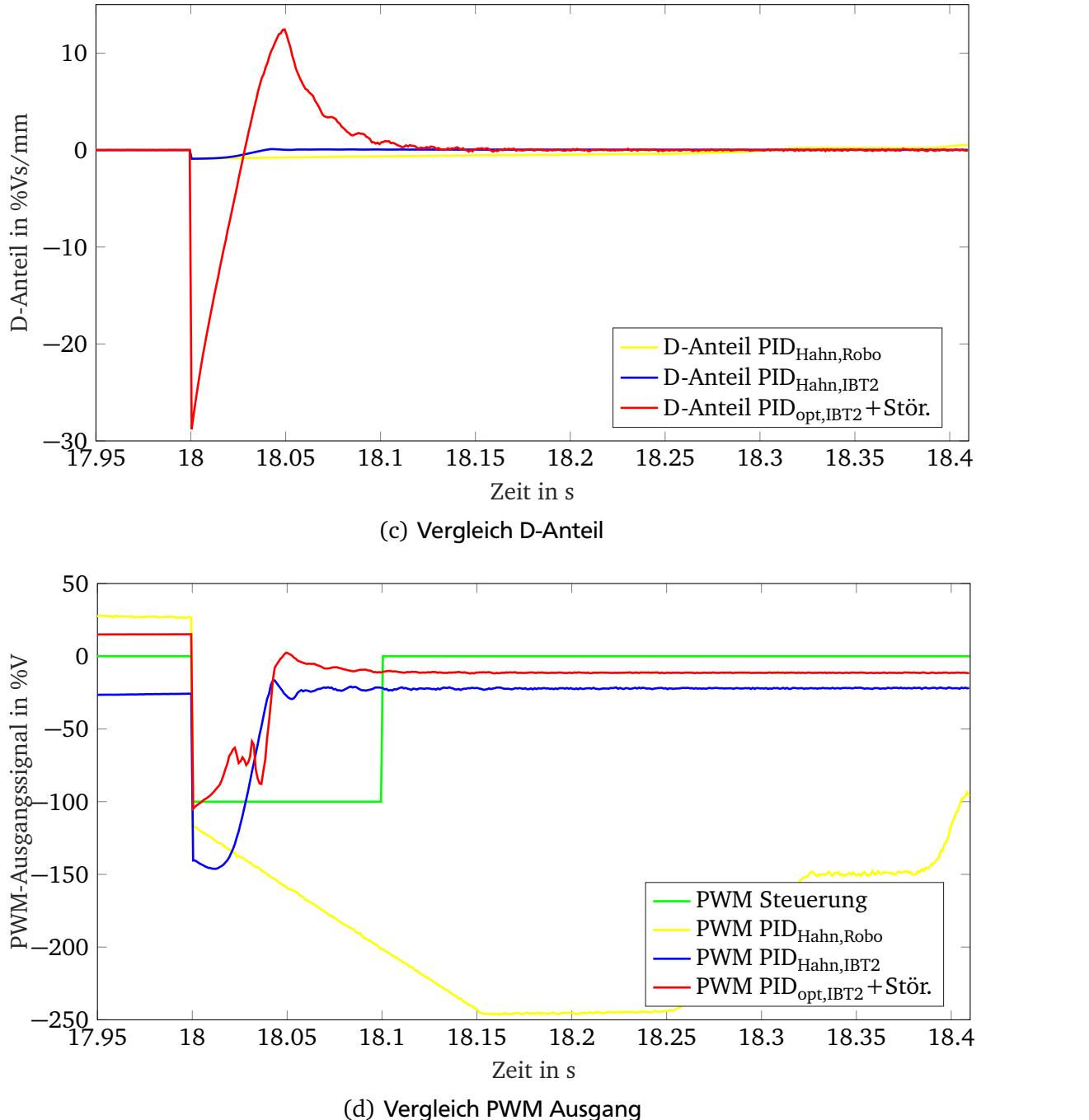


Abbildung 3.20.: Vergleich Anteile, Sprungantwort Gang 2 nach Gang 1, Steuerung, $\text{PID}_{\text{Hahn,Robo}}$ -, $\text{PID}_{\text{Hahn,IBT2}}$ - und $\text{PID}_{\text{opt,IBT2}}$ -Regler

4 Messung der Schaltgabelposition

Um die Position der Schaltgabel regeln zu können, muss diese gemessen und als auswertbares Signal dem Regler zugeführt werden. Für die Aufnahme von translatorisch zurückgelegtem Weg beziehungsweise der Läuferposition existieren eine Vielzahl von Messprinzipien und dafür eingesetzte Sensoren wie der zuvor verwendete *PLCD*-Sensor. All diese bringen den Nachteil eines erhöhten Bauraumbedarfes und zusätzliche Kosten sowie eine höhere Komplexität mit sich. Deshalb entstand bei der Entwicklung des Tauchspulenaktors das Vorhaben, eine sensorlose Positionserfassung zu nutzen. Die Umsetzung dieses Vorhabens wurde in der Aufgabenstellung dieser Arbeit aufgegriffen und bildet einen wesentlichen Teil der Entwicklungsaufgabe. In der Literatur und auf dem Markt finden sich wenig umgesetzte Lösungsvarianten bei Tauchspulenaktoren in dieser Ausführung, womit dieses Thema eine interessante jedoch auch herausfordernde Entwicklungs- und Forschungsaufgabe bedeutet.

4.1 Sensorlose Wegmessverfahren

Eine interne Positionsdetektion der Schaltgabel ohne zusätzliche Sensoreinbauten bietet sich im Falle des Tauchspulenaktors auf Grund der Bauform mit zwei seriellen Spulen an. Einen vielversprechenden Ansatz zur Umsetzung findet sich hierfür in der Untersuchung des Induktivitätsverhalten der Aktorspulen im Betrieb, wie auch in [HS98] und [Wel04] beschrieben wird. Die Spuleninduktivitäten sind, wie in Gleichung 2.3 aufgezeigt wurde, unter Anderem abhängig von der relativen Permeabilität μ_r des Stoffes innerhalb der Spule. Im Falle des Tauchspulenaktors ist diese direkt linear abhängig von der Überdeckung zwischen der jeweiligen Spule und den Permanentmagneten mit den Polstücken auf der Läuferstange. Sobald eine Verschiebung des Läufers stattfindet, ändert sich somit das Verhältnis zwischen dem ferromagnetischen Material mit einer sehr hohen Permeabilität und Luft mit annähernd $\mu_r \approx 1$ innerhalb der Spule. Gleichzeitig ändern sich im selben Verhältnis die Induktivitäten der Spulen gegensinnig über den Läuferhub. Die Innenwiderstände der Spulen bleiben hingegen unverändert. Dieser Zusammenhang wird in den Gleichungen 4.1, 4.2 und 4.3 verdeutlicht.

$$R = R_1 = R_2, \quad R_1 + R_2 = 2R = R_{ges} \quad (4.1)$$

$$L_1 = L_0 + \Delta L_1, \quad L_2 = L_0 + \Delta L_2, \quad L_{ges} = L_1 + L_2 = 2L_0 \quad (4.2)$$

$$\Delta L = \Delta L_1 = -\Delta L_2 \quad (4.3)$$

$$\Delta x = k \cdot \Delta L_1 = -k \cdot \Delta L_2 \quad (4.4)$$

Um die lineare Abhängigkeit der Spuleninduktivitäten zur Läuferposition am vorliegenden Aktor nachweisen zu können, wurden zunächst entsprechende Kennlinien aufgenommen. Dazu wurde die mechanische Kupplung zur Schaltgabelstange gelöst und der Aktor aus dem Prüfstand ausgebaut um einen kontinuierlichen Weg per Hand abfahren zu können. Mittels des *LCR-Meters* PCE-LC1 wurden die Spuleninduktivitäten L_1 und L_2 direkt an den jeweiligen Anschlüssen in Abhängigkeit des Weges gemessen. Dazu diente der axiale Überstand des Läuferstangenendes zur Flanschfläche auf der Rückseite des Aktors als Referenzweg. Auf diese Weise ließen sich die Differenzinduktivitäten ΔL_1 und ΔL_2 über den Differenzhub Δx aufnehmen. Diese sind in Abbildung 4.1 dargestellt. Der Schnittpunkt der Linien bildet die approximierte Spulenmittelstellung, in der beide Spuleninduktivitäten identisch bei $L_1 = L_2 = L_0 = 0,2012 \text{ mH}$ sind. Als Referenzposition für x wird der Neutralgang gewählt, sodass dort $\Delta x = 0$ ist. Die eingezeichneten vertikalen Linien stehen für die jeweiligen Positionen der Getriebegänge relativ zur Neutralstellung.

Messung mit LCR-Meter PCE-LC1

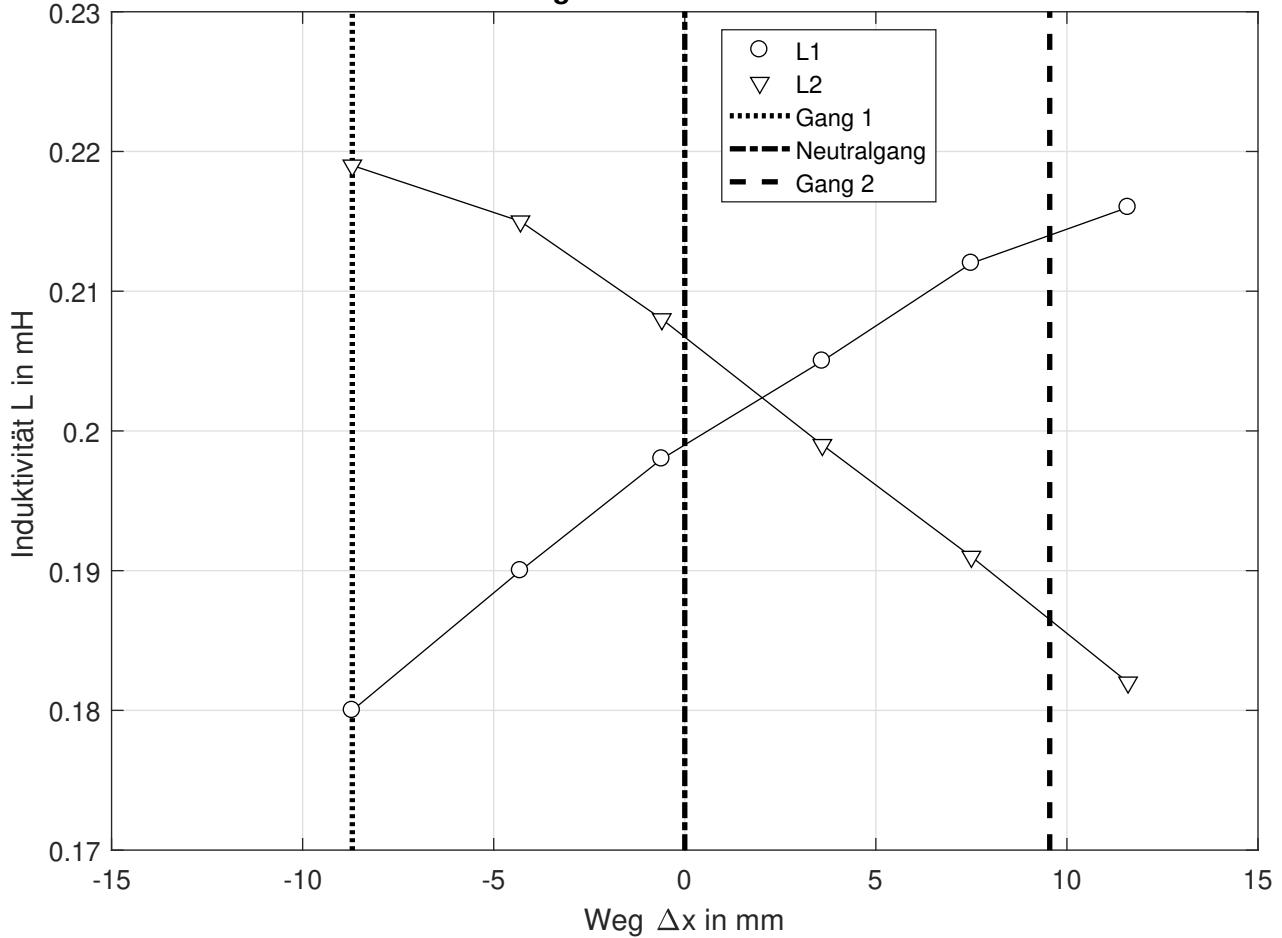


Abbildung 4.1.: Gemessene Kennlinie von Δx zu L

Mit diesen annähernd linearen Kennlinienverläufe kann dann der Proportionalitätsfaktor k aus 4.4 bestimmt werden, womit anschließend Δx unmittelbar aus ΔL berechenbar ist. Hierauf wird in Abschnitt 4.2.1 anhand einer Regressionsgeraden genauer eingegangen.

Die Induktivität der Spulen beeinflusst schließlich die Spulenimpedanz, was im folgenden Abschnitt beschrieben wird.

4.1.1 Impedanzmessung mit zusätzlichem Messsignal

Die Impedanz \underline{Z} einer Schaltung ist über Gleichung 4.5 festgelegt. Hierbei ist \underline{U} die komplexe Spannung und \underline{I} der komplexe Strom mit Betrag als Koeffizient vor der e-Funktion und Phase als Argument in der e-Funktion. Diese können entweder als Effektivwerte oder Amplituden verwendet werden, da sich die Umrechnungsfaktoren kürzen. Hier ist j die imaginäre Einheit.

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}}{\underline{I}} = \frac{|\underline{U}|}{|\underline{I}|} \frac{e^{j\angle \underline{U}}}{e^{j\angle \underline{I}}} \quad (4.5)$$

Eine Spule lässt sich als Reihenschaltung eines Widerstandes R und einer Induktivität L modellieren. Somit gilt für die Impedanz einer Spule folgende Beziehung.

$$\underline{Z} = R + j\omega L \quad (4.6)$$

Hierbei ist ω die Kreisfrequenz der Anregung. Die Induktivität lässt sich nun über zwei Wege bestimmen. Diese lassen sich am leichtesten an einem Zeigerdiagramm wie in Abbildung 4.2 nachvollziehen.

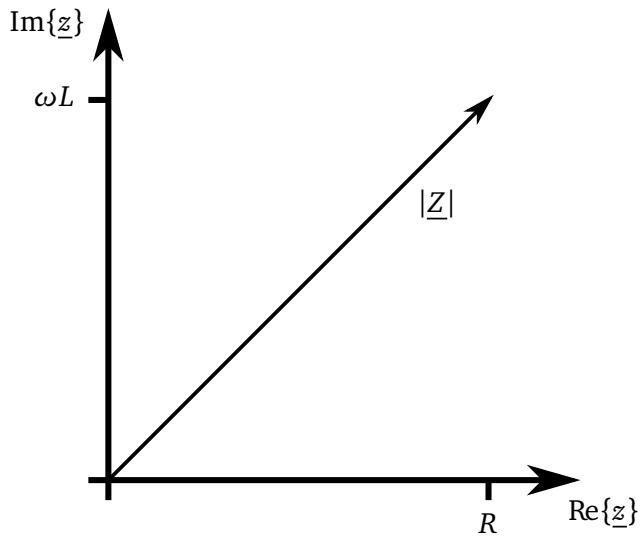


Abbildung 4.2.: Zeigerdiagramm einer Spule

In Abbildung 4.2 ist die Impedanz \underline{Z} für eine gewisse Kreisfrequenz ω in der komplexen Ebene zu sehen. Die Impedanz $j\omega L$ lässt sich entweder über den Satz des Pythagoras oder über den Betrag von \underline{Z} mal dem Sinus des Phasenwinkels von \underline{Z} bestimmen. Der Betrag und der Phasenwinkel von \underline{Z} lassen sich aus Gleichung 4.5 ablesen und als Gleichung 4.7 und 4.8 schreiben.

$$|\underline{Z}| = \frac{|\underline{U}|}{|\underline{I}|} \quad (4.7)$$

$$\angle \underline{Z} = \angle \underline{U} - \angle \underline{I} \quad (4.8)$$

Sinnvollerweise wählt man nur eine Anregungsfrequenz zum Messen und legt diese in einen Bereich, so dass der Betrieb des Aktors nicht gestört wird, da Messspannung und Aktorspannung überlagert werden. Die Amplitude der Spannung der Messanregung sollte laut [HS98] nicht mehr als 5 % der Motorspannung betragen.

Diese Messmethode eignet sich gut für mit Gleichstrom angeregte Linearmotoren. Wird der Motor jedoch mit einem PWM-Signal angesteuert, so muss man genau überlegen, wohin die Messfrequenz gelegt werden sollte, da idealerweise keine anderen Signale Anteile auf der Messfrequenz haben sollten. Dies liegt daran, dass die Messspannung im Vergleich zu der Motorspannung schon eine geringe Amplitude besitzt und der Anteil der Messspannung im Strom sonst auch mit einem Bandpass nicht mehr erkennbar wäre.

Hier bietet es sich vielmehr an, den zur Ansteuerung verwendeten PWM-Spannungsverlauf direkt zur Messung zu verwenden, da dieser ohnehin vorhanden ist. Dies bietet den Vorteil, dass keine weitere Elektronik zur Erzeugung eines Messsignals erforderlich wird und keine Probleme mit möglichen Kollisionen der Signale entstehen [Wel04]. Im Folgenden soll deshalb eine mathematische Herleitung erfolgen, die das Induktivitätsverhalten der Spulen bei einer getakteten PWM-Ansteuerung voraussetzt.

4.1.2 Betrachtung der Sprungantwort

Wird ein idealer Spannungssprung der Höhe \hat{u} auf eine Spule mit der Induktivität L und dem Widerstand R geschaltet, nimmt der Strom i durch diese Spule den Verlauf einer e-Funktion an. Dies ist nachvollziehbar, indem man die Differentialgleichung 4.9 löst.

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} \quad (4.9)$$

Die Lösung der Differentialgleichung führt zu Gleichung 4.10.

$$i = \frac{\hat{u}}{R} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad (4.10)$$

Es ist also möglich, aus der Sprungantwort die Induktivität einer Spule zu ermitteln, indem die Zeitkonstante der e-Funktion ermittelt wird.

Dies ist jedoch für die Anwendung an einem Linearaktor mit zwei Spulen pro Strang ungeeignet, da beide Spulen sich gegensinnig verändern, weil der Läufer aus einer Spule hinausfährt, während er in die andere Spule hineinfährt. Dies ist anhand Gleichung 4.3 nachvollziehbar. So wird die eine Induktivität verringert, während die Andere erhöht wird. Dies führt zu einer konstanten Gesamtinduktivität für verschiedene Läuferpositionen, was in Gleichung 4.2 und in [Wel04, S. 81] beschrieben wurde.

Es bietet sich an, die Spannung über eine Spule zu messen, da, falls die Induktivitäten unterschiedlich groß sind, auch unterschiedliche Spannungen über die Spulen abfallen [Wel04, S. 82]. Die Differentialgleichung für zwei in Reihe geschaltete Spulen ist in Gleichung 4.11 dargestellt. Die Spannung der ersten Spule (u_1) berechnet sich über Gleichung 4.12.

$$u_0 = (R_1 + R_2)i + (L_1 + L_2) \frac{di}{dt} = R_{ges}i + L_{ges} \frac{di}{dt} \quad (4.11)$$

$$u_1 = R_1 i + L_1 \frac{di}{dt} \quad (4.12)$$

Im folgenden werden Gleichung 4.11 und 4.12 in den Laplacebereich transformiert, sodass Gleichung 4.13 und 4.14 entstehen. Hierbei werden zunächst die Anfangswerte des Stromes i zu 0 angenommen.

$$\underline{U}_0 = (R_{ges} + sL_{ges})\underline{I} \quad (4.13)$$

$$\underline{U}_1 = (R_1 + sL_1)\underline{I} \quad (4.14)$$

Teilt man Gleichungen 4.14 durch 4.13, erhält man die Übertragungsfunktion 4.15 von \underline{U}_0 auf \underline{U}_1 .

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_0} = \frac{R_1 + sL_1}{R_{ges} + sL_{ges}} \quad (4.15)$$

Setzt man nun die Beziehungen $L_1 = L + \Delta L$, $L_2 = L - \Delta L$, $L_{ges} = 2L$ und $R_1 = R_2 = R = \frac{R_{ges}}{2}$ für die näherungsweise baugleichen Spulen ein, erhält man Gleichung 4.16.

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_0} = \frac{R + s(L + \Delta L)}{2(R + sL)} = \frac{1}{2} + \frac{s\Delta L}{2(R + sL)} \quad (4.16)$$

Nimmt man für u_0 den Sprung von 0 auf \hat{u}_0 an, so ergibt sich die Laplacetransformierte von u_0 zu $\mathcal{L}\{u_0(t)\} = \underline{U}_0(s) = \frac{\hat{u}_0}{s}$. Somit folgt:

$$\underline{U}_1 = \frac{\hat{u}_0}{2s} \left(1 + \frac{s\Delta L}{R + sL} \right) \quad (4.17)$$

Mit der Rücktransformation in den Zeitbereich erhält man das Zeitsignal der Spannung u_1 , welches auch in Abbildung 4.3 zu sehen ist. Hierbei ist $\hat{u}_0 = 1 \text{ V}$.

$$u_1 = \frac{\hat{u}_0}{2} \left(1 + \frac{\Delta L}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \right) \quad (4.18)$$

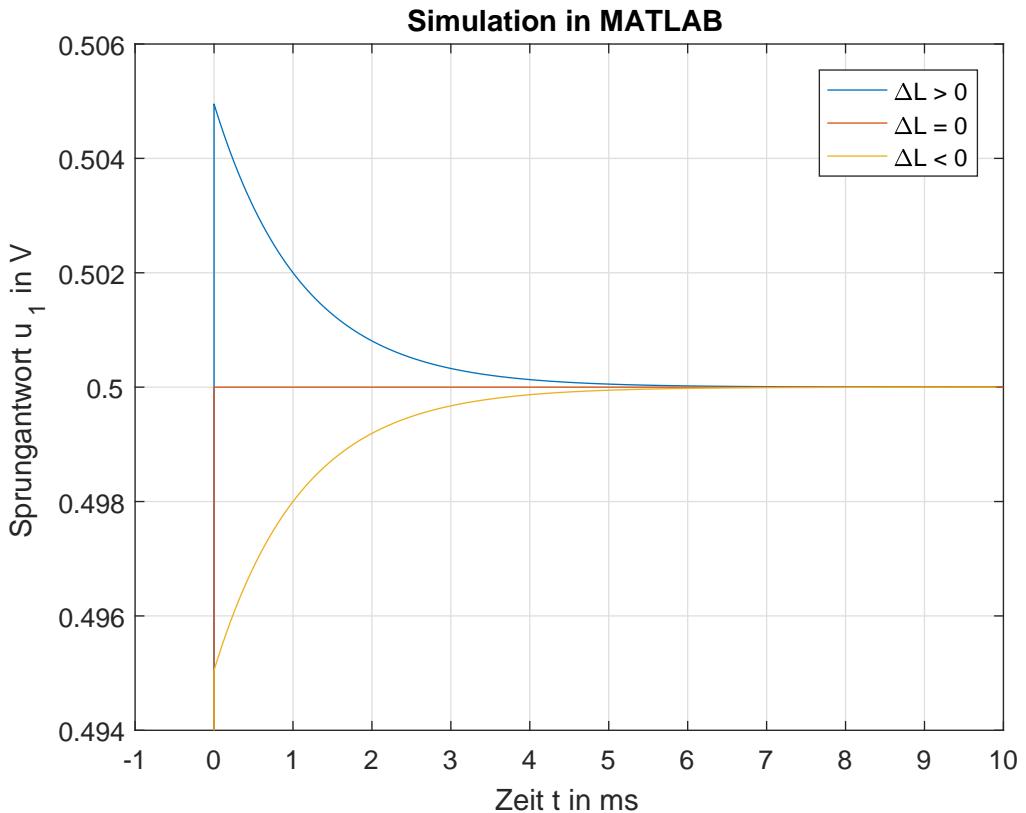


Abbildung 4.3.: Einheitssprungantwort der Spannung u_1

Betrachtet man Gleichung 4.18 direkt nach einem Spannungssprung zum Zeitpunkt $t = 0$, so ergibt sich die vereinfachte Lösung vom Positionssignal p_σ zu

$$p_\sigma = \frac{\Delta L}{L} = \frac{2u_1(t=0)}{\hat{u}_0} - 1. \quad (4.19)$$

Alleine die Messung der Spannung $u_1(t = 0)$ ermöglicht somit die Bestimmung des Induktivitätsunterschiedes der Spulen. Der lineare Zusammenhang zwischen p_σ und u_1 , erleichtert zudem die mögliche Messung.

In dem Fall, dass genau zu der steigenden Flanke die Spannung u_1 eingelesen wird, ist p_σ von der Temperatur unabhängig, da die e -Funktion aus 4.18 verschwindet. Somit hat der temperaturabhängige Widerstand R dann keinen Einfluss auf die Messung. Die praktische Umsetzung, den genauen Zeitpunkt nach dem Sprung zu treffen, kann jedoch schwierig zu realisieren sein, alleine auf Grund der begrenzten Abtastrate der meisten ADCs. Somit ist mit einer Abhängigkeit von $e^{\frac{R}{L}t_{mess}}$ zu rechnen, die jedoch um so geringer ausfällt, je genauer der Messzeitpunkt von $u_1(t)$ direkt nach dem Sprung stattfindet.

Die bisherigen Überlegungen gelten jedoch nur für Sprünge von der Spannung $u_0 = 0 \text{ V}$ auf eine beliebige Spannung \hat{u}_0 , da bei der LaplaceTransformation von i in den Gleichungen 4.13 und 4.14 bei der Anwendung des Differentiationssatzes die Anfangswerte von i zu 0 angenommen wurden. Dies ist jedoch bei dieser Anwendung nicht sinnvoll, da der Aktor über ein PWM-Signal angesteuert wird und somit bei

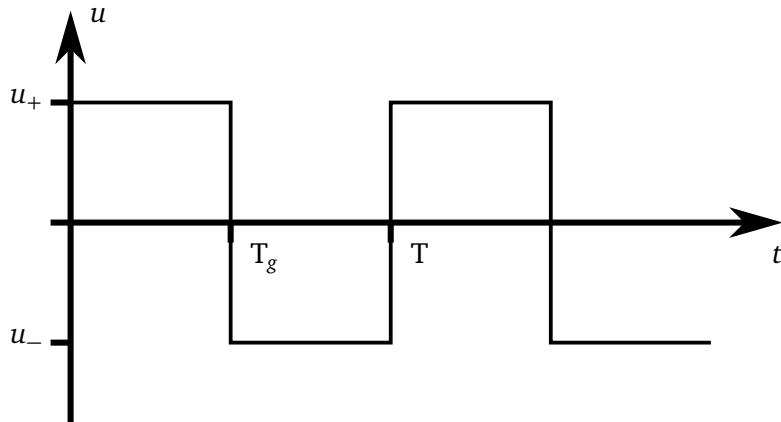


Abbildung 4.4.: Ideales PWM-Signal mit 50% Tastverhältnis

den Taktflanken der PWM, die als Sprünge gewertet werden können, im Allgemeinen der Strom von 0 verschieden ist.

Im folgenden Abschnitt soll der Fall für eine getaktete Ansteuerung mit einem allgemeinen PWM-Signal behandelt werden, bei dem die Sprünge auch mit Spannungen ungleich 0 beginnen können.

4.1.3 Betrachtung der Antwort mit einer PWM-Anregung

Wie in vorherigem Abschnitt erwähnt, ist es nun das Ziel, die Spannung u_1 über Spule 1 in Abhängigkeit einer allgemeinen PWM-Ansteuerung zu ermitteln. Zunächst werden dafür die Parameter der PWM definiert. Diese sind auch in Abbildung 4.4 ersichtlich. Die Spannung der Ansteuerung bewegt sich im Bereich zwischen u_+ und u_- . In dieser Arbeit ist $u_- = 0V$, wird aber dennoch allgemein hergeleitet. Die PWM besitzt die Periode T und das Tastverhältnis $\theta = \frac{T_g}{T}$ in %.

Für folgende Betrachtungen wird die kürzere Darstellung $\tau = \frac{L}{R}$ in den Argumenten der e-Funktionen verwendet. Das Lösen der Differentialgleichungen 4.9, und 4.12 erfolgt im Zeitbereich. Zuerst wird die Differentialgleichung für den Strom i gelöst, da dieser für die Lösung der anderen Differentialgleichung für u_1 benötigt wird. Die Lösung der Differentialgleichung 4.9 für den Strom bei einer PWM als Störfunktion ist sehr ähnlich zur Lösung bei einer Sprunganregung. Sie unterteilt sich in einen konstanten Anteil und einen Teil der abhängig ist von $e^{-\frac{t}{\tau}}$. Die allgemeine Lösung einer Differentialgleichung der Form 4.9 ist in Gleichung 4.20 ersichtlich.

$$i = A + ce^{\lambda t} \quad (4.20)$$

Falls man diese Gleichung separat für $u(t) = u_+$ und $u(t) = u_-$ betrachtet, erhält man mit $\lambda = -\frac{1}{\tau}$ und einer konstanten Störfunktion $A = \frac{u}{2R}$ die beiden Gleichungen 4.21 und 4.22 für den Strom.

$$i_+ = \frac{u_+}{2R} + c_+ e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.21)$$

$$i_- = \frac{u_-}{2R} + c_- e^{-\frac{t-T_g}{\tau}} \quad (4.22)$$

Mit $k \in \mathbb{N}_0$ ergibt sich die mathematische Beschreibung des Stroms i zu Gleichung 4.23.

$$i = \begin{cases} i_+, & kT < t \leq kT + T_g \\ i_-, & kT + T_g < t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (4.23)$$

Anschließend werden die Koeffizienten c_+ und c_- ermittelt. Dazu müssen die Werte des Stromes zu bestimmten Zeitpunkten bekannt sein. Man könnte mit $i_+(t = 0) = 0$ beginnen und iterativ für jeden Teil der PWM c_+ und c_- bestimmen. Dies ist aber nur sinnvoll, wenn man den Aktor nur ungefähr für eine Zeit 2τ bestromt, da sich nach dieser Zeit der Strom ungefähr eingestellt hat und sich die Maximalwerte und Minimalwerte des Stromes nicht mehr wesentlich verändert. Dies ist in Abbildung 4.5 veranschaulicht.

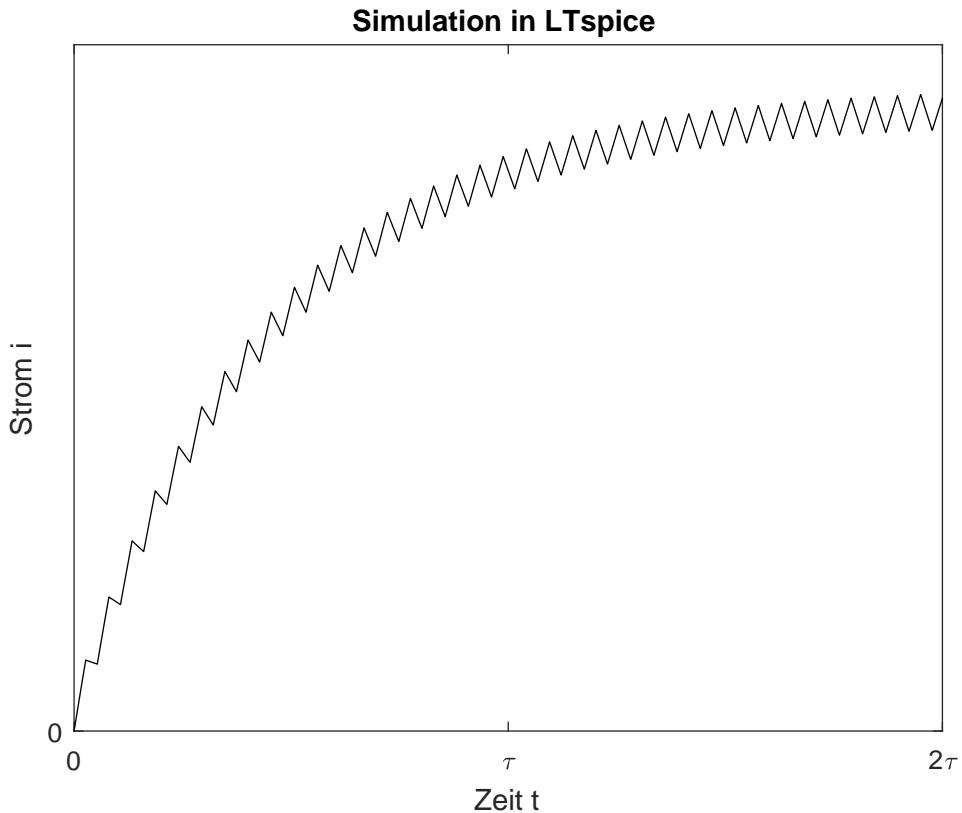


Abbildung 4.5.: Spulenstrom bei konstantem Tastverhältnis

Nun können für den Zeitbereich nach 2τ die Werte für c_+ und c_- in Abhängigkeit von T_g bestimmt werden, indem angenommen wird, dass $i_+(t = 0) = i_-(t = T) = i_{min}$ und $i_+(t = T_g) = i_-(t = T_g) = i_{max}$ ist. Dies führt zu dem folgendem Gleichungssystem mit vier Unbekannten und vier Gleichungen.

$$i_{min} = \frac{u_+}{2R} + c_+ \quad (4.24)$$

$$i_{max} = \frac{u_+}{2R} + c_+ e^{-\frac{T_g}{\tau}} \quad (4.25)$$

$$i_{min} = \frac{u_-}{2R} + c_- e^{-\frac{T-T_g}{\tau}} \quad (4.26)$$

$$i_{max} = \frac{u_-}{2R} + c_- \quad (4.27)$$

Gleichung 4.24 und 4.25 lassen sich ineinander einsetzen und mit Gleichung 4.10 aus [Wel04, S. 83] vergleichen. Löst man nun nach c_+ und c_- auf, ergeben sich die Gleichungen 4.28 und 4.29. Diese lassen sich wiederum jeweils in Gleichung 4.24 und 4.27 einsetzen um so i_{min} und i_{max} zu bestimmen. Im Folgenden werden jedoch nur c_+ und c_- benötigt.

$$c_+ = \frac{u_+ - u_-}{2R} \frac{1 - e^{\frac{T-T_g}{\tau}}}{e^{\frac{T-T_g}{\tau}} - e^{-\frac{T_g}{\tau}}} \quad (4.28)$$

$$c_- = \frac{u_+ - u_-}{2R} \frac{1 - e^{-\frac{T_g}{\tau}} - e^{\frac{T-T_g}{\tau}} + e^{\frac{T-2T_g}{\tau}}}{1 + e^{-\frac{T_g}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}} - e^{\frac{T-T_g}{\tau}}} \quad (4.29)$$

Im nächsten Schritt wird $u_1(t)$ bestimmt. Hierfür wird die Differentialgleichung 4.12 herangezogen. Da der Strom nun bekannt ist, muss dieser lediglich in die Differentialgleichung eingesetzt werden. Es muss also Gleichung 4.23, einmal abgeleitet und einmal nicht abgeleitet, in Gleichung 4.12 eingesetzt werden. Somit ergeben sich die Spannungen u_{1+} und u_{1-} zu Gleichung 4.30 und 4.31.

$$u_{1+} = \frac{u_+}{2} + \left(\frac{\Delta L}{L} \right) R c_+ e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (4.30)$$

$$u_{1-} = \frac{u_-}{2} + \left(\frac{\Delta L}{L} \right) R c_- e^{-\frac{t-T_g}{\tau}} \quad (4.31)$$

Somit wird mit $k \in \mathbb{N}_0$ die Spannung u_1 über Spule 1 in Gleichung 4.32 beschrieben.

$$u_1 = \begin{cases} u_{1+}, & kT < t \leq kT + T_g \\ u_{1-}, & kT + T_g < t \leq (k+1)T \end{cases} \quad (4.32)$$

Nun ist der Zusammenhang zwischen der Spannung u_1 und der Induktivität ΔL bei einer Ansteuerung mit einem PWM-Signal bekannt. Vorteilhafter wäre jedoch eine Messgröße, in der ΔL nicht mit $e^{-\frac{t}{\tau}}$ multipliziert wird. Hierzu liefert [Wel04, S. 94] eine Berechnungsvorschrift, sodass ein Positionssignal p_i ermittelt wird, welches linear, zeitinvariant und genormt vorliegt. Dieses Positionssignal lässt sich nach Gleichung 4.33 berechnen.

$$p_i = \frac{\Delta L}{L} = \frac{2(u_1(t_1)i(t_2) - u_1(t_2)i(t_1))}{u_0(i(t_2) - i(t_1))} - 1 \quad (4.33)$$

Hierbei wird die Spannung u_1 und der Strom i zu zwei Zeitpunkten t_1 und t_2 nach dem Spannungssprung abgetastet. Sinnvollerweise sollten dies Zeitpunkte kurz nach dem Spannungssprung sein, sodass der Anteil der e-Funktion in u_1 noch groß genug ist, um ihn in dem Rauschen detektieren zu können. Dieses Positionssignal liefert den Vorteil, dass kein Zusammenhang mit dem Spulenwiderstand besteht und somit Temperaturschwankungen kein Problem darstellen. Zudem müssen im Gegensatz zum p_σ -Signal die Spannungen nicht direkt nach dem Sprung gemessen werden. Dies sollte eine spätere Auswertungsumsetzung im dynamischen Betrieb erleichtern und zuverlässigere Ergebnisse liefern. Nachteilig ist jedoch, dass die Ströme ebenfalls gemessen werden müssen, was zu einem Mehraufwand führen kann, da Ströme von gängigen ADCs nur indirekt über eine *Shunt*-Spannung eingelesen werden können.

Eine Alternative dazu ist u_1 zum Flankenwechsel also beispielsweise zum Zeitpunkt $t = 0$ auszulesen. Stellt man Gleichung 4.30 nach $\frac{\Delta L}{L}$ um, erhält man Gleichung 4.19. Hier ist p_c ebenso wie in Gleichung 4.34 linear von der Spannung $u_{1+}(t = 0)$ abhängig.

$$p_c = \frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{R c_+} \left(\frac{u_+}{2} - u_{1+}(t = 0) \right) \quad (4.34)$$

Allerdings fließen die Terme R und c_+ in ΔL mit ein. Der Widerstand R kürzt sich, da in c_+ der Widerstand R reziprok auftaucht. In dem Fall, dass genau zu der Steigenden Flanke die Spannung u_{1+}

eingeleSEN wird, ist demnach p_c von R und somit von der Temperatur unabhängig. Dies ist jedoch nicht praktisch umzusetzen, sodass eine Abhängigkeit von $e^{\frac{t_{mess}}{\tau}}$ und somit eine Abhängigkeit von dem Widerstand R entsteht. Die Abhängigkeit von c_+ führt zu einer Abhängigkeit von dem Tastverhältnis, wie in Gleichung 4.28 zu sehen ist. Letzteres bedeutet einen Mehraufwand für die Kalibrierung der Messmethode, wie in Abschnitt 4.3 noch genauer erläutert wird. Die Temperaturabhängigkeit ist je nach Umgebung problematisch und erfordert gegebenenfalls eine Kompensation.

4.2 Umsetzung des Messaufbaus

Die praktische Umsetzung der im vorigen Abschnitt hergeleiteten Theorie zur sensorlosen Positionsbestimmung erforderte einige iterative Schritte zur Lösungsfindung, die im Folgenden beschrieben werden sollen.

4.2.1 Experimenteller Elektronikaufbau

Zunächst wurde mittels eines Oszilloskopes der direkte zeitlich Spannungsverlauf $u_1(t)$ der Aktorspule 1 im PWM-Betrieb aufgenommen. Aus diesem sollten die Überlegungen zur einfachsten Messmethode mit p_σ validiert werden. Dazu wurde mittels eines abgeglichenen Tastkopfes mit einem Teilverhältnis von 1:10 am Mittenabgriff zwischen der Serienschaltung beider Spulen und dem M -Anschluss des DC-Motorcontrollers die Potentialdifferenz im Betrieb gemessen und mit der Trigger-Funktion sichtbar gemacht. Dabei wurde erkennbar, dass die Spannung unmittelbar nach dem PWM-Sprung mehrfach überschwingt. Auch ohne angeschlossene Spulen konnte ein solcher Verlauf direkt am Ausgang des Motorcontrollers gemessen werden, wie in Abbildung 4.7 zu sehen ist. Zusätzlich waren dem Spannungsverlauf überlagerte hochfrequente Schwingungen aus Streuinduktivitäten zu erkennen, welche sich auch durch eine entsprechende Tiefpassfilterung nicht gänzlich entfernen ließen. Dieses Verhalten ist zurückzuführen auf die kurzen Einschaltzeiten der in der Leistungselektronik verbauten *MOSFETs* sowie parasitäre Störeinflüsse innerhalb des Controllers. Zwar wären die Anstiegszeiten durch eine Erhöhung der *MOSFET Gate* Widerstände beeinflussbar und Streuinduktivitäten könnten mit einer besseren Abschirmung reduziert werden, jedoch liegt mit dem *RoboteQ* Motorcontroller eine in sich abgeschlossene elektronische Baugruppe vor, die von außen keine Möglichkeit bietet, eine solche Anpassung ohne Weiteres vorzunehmen. In Abbildung 4.6 ist der direkte Ausgangsspannungsverlauf des ROBOTEQ MDC1460 bei 8 kHz Frequenz und 15 % Tastverhältnis dargestellt. Somit stellte sich heraus, dass die angestrebte sensorlose Positionssignalgenerierung mit der vorhandenen Leistungselektronik nicht umsetzbar ist, da mit dem Überschwingen und der Störfrequenz die Auswertung unmöglich wird.

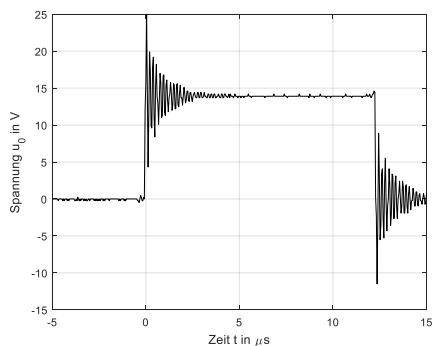


Abbildung 4.6.: PWM-Spannungsverlauf $u_0(t)$ des Roboteq MDC 1460

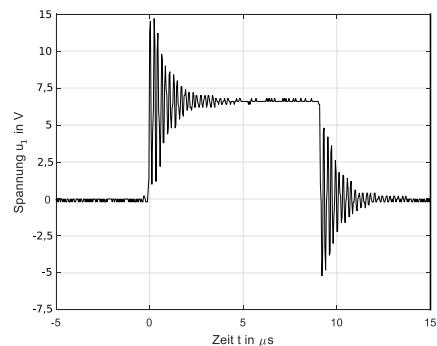


Abbildung 4.7.: Spulen-Spannungsverlauf $u_1(t)$ mit Roboteq MDC 1460

Um einen für die Positionsbestimmung auswertbaren Spannungsverlauf zu erhalten, wurde deshalb eine andere Leistungselektronik benötigt. Die Wahl fiel hierbei auf einen Vierquadrantensteller bestehend aus einer mit *MOSFETs* aufgebauten H-Brückenschaltung mit der Bezeichnung BTS 7960B. Der ARDUINO IBT_2 Motortreiber beinhaltet eine solche H-Brücke und ist als komplettes Bauteil zu einem geringen Kaufpreis erhältlich, welcher in etwa auf 10% des Preises vom ROBOEQ MDC1460 beziffert werden kann. Außerdem bringt die geringe Baugröße des Motortreibers enorme Vorteile hinsichtlich einer möglichen Integration der gesamten Elektronik an den Aktor mit sich. Im Vergleich zu dem zuvor verwendeten ROBOEQ MDC1460 kann so der Bauraumbedarf um etwa 80% reduziert werden. Die H-Brücke unterstützt hohe Stromstärken bis zu 43 A und Schaltfrequenzen bis 25 kHz, was das Anforderungsprofil an die Leistungselektronik ausreichend erfüllt.

Die *MOSFETs* der H-Brücke liefern einen glatten Spannungsverlauf ohne ein Überschwingen zu erzeugen, was sich positiv auf eine geplante Positionsmessung auswirkt. Jedoch ist im Auslieferungszustand eine relativ geringe *Slew Rate* von etwa $SR = 3 \text{ V}/\mu\text{s}$ bei den Spannungssprüngen vorhanden. Das PWM-Signal aus Abbildung 4.4 mit einer unendlich hohen *Slew Rate* wäre für eine Positionserfassung vorteilhafter als der reale Spannungsverlauf, da die mathematischen Herleitungen des Positionssignals aus Abschnitt 4.1.3 auf der Annahme eines idealen Spannungssprunges basieren. Zusätzlich kann eine Positionsignalauswertung durch die endliche *Slew Rate* erschwert werden, da die optimalen Zeitpunkte der Spannungs- und Strommessungen nach dem Sprung nicht genau erreicht werden können. Dies liegt an der begrenzten Abtastrate der AD-Wandler, die eine maximale Frequenz von 1,25 MHz und somit eine Abtastzeit von $0,8 \mu\text{s}$ zulassen. Hierauf wird in Abschnitt 4.2.3 genauer eingegangen. Über einen externen Widerstand ist die *Slew Rate* jedoch begrenzt beeinflussbar. Durch einen gelöteten Kurzschluss des SR Pins mit dem GND Pin konnte der Widerstand minimiert und eine *Slew Rate* der H-Brücke von $SR = 11\text{V}/\mu\text{s}$ erreicht werden. Dieser Wert ist im Datenblatt angegeben, wird aber auf Grund der zusätzlichen Anstiegszeit des eigentlichen PWM-Stellsignals von rund $0,8 \mu\text{s}$ nicht erreicht, worauf in Abschnitt 4.2.2 noch einmal eingegangen wird. Ein Auszug mit weiteren relevanten Informationen aus dem Datenblatt der BTS7960 kann dem Anhang A.1 entnommen werden. An die Leistungselektronik wird weiterhin eine Starterbatterie mit 13,8 V als Energiequelle geschlossen, parallel zu einem Ladegerät, welches für eine konstante Spannung sorgt.

Um zu überprüfen, ob so die Messmethode mit der neuen H-Brücke als Endstufe anwendbar ist, diente zunächst ein Mikrocontroller Entwicklungsboard mit der Bezeichnung ARDUINO MEGA 2560 als Stellsignalquelle. Das jeweilige PWM-Stellsignal für Links- und Rechtslauf wurde von den digitalen Ausgängen direkt an die Steueranschlüsse des Motortreibers angeschlossen. Über einen seriellen Monitor konnte das Tastverhältnis des PWM-Signals vorgegeben werden. Als Frequenz wurden 7812,50 Hz voreingestellt, da dies den höchsten wählbaren Wert entspricht, der für den Betrieb mit der H-Brücke möglich ist. Der zugehörige C-Code wurde im Anhang B.1 angefügt.

Die Spulenspannungsverläufe in den jeweiligen Schaltgabelpositionen wurden zunächst weiterhin über ein Oszilloskop mit einem Tastkopf aufgezeichnet. In Abbildung 4.9 befindet sich die Schaltgabel im ersten Gang. Hier ist ersichtlich, dass die Spannung unmittelbar nach dem Sprung den Verlauf einer steigenden e-Funktion nimmt. Dies entspricht, wie aus Gleichung 4.18 ersichtlich wird, einer negativen Induktivitätsdifferenz $\Delta L < 0$ bezogen auf L_0 .

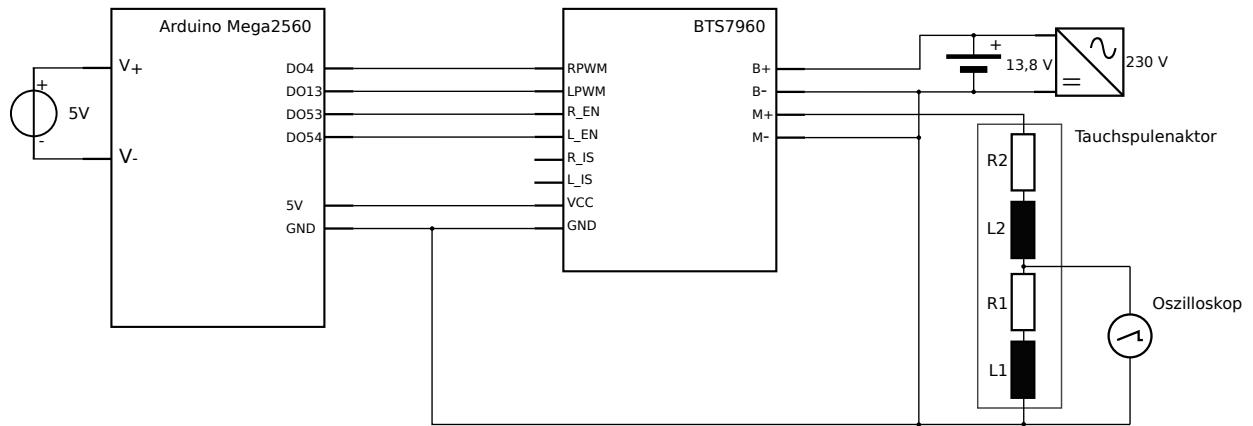


Abbildung 4.8.: Schaltbild des experimentellen Elektronikaufbaus zur Spannungsmessung

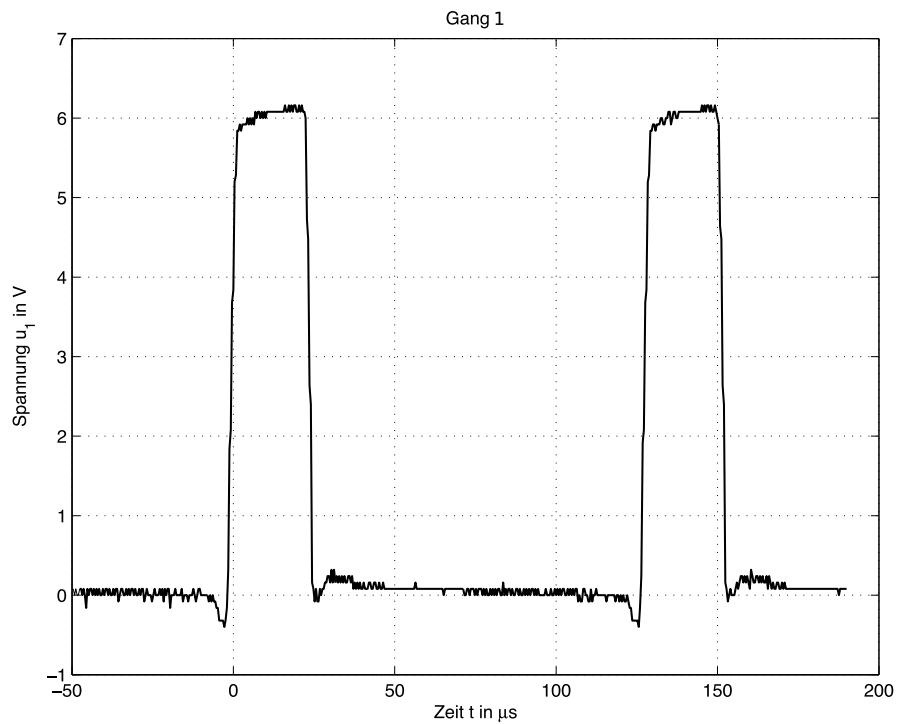


Abbildung 4.9.: Spannungsverlauf $u_1(t)$ im ersten Gang mit 20% Tastverhältnis

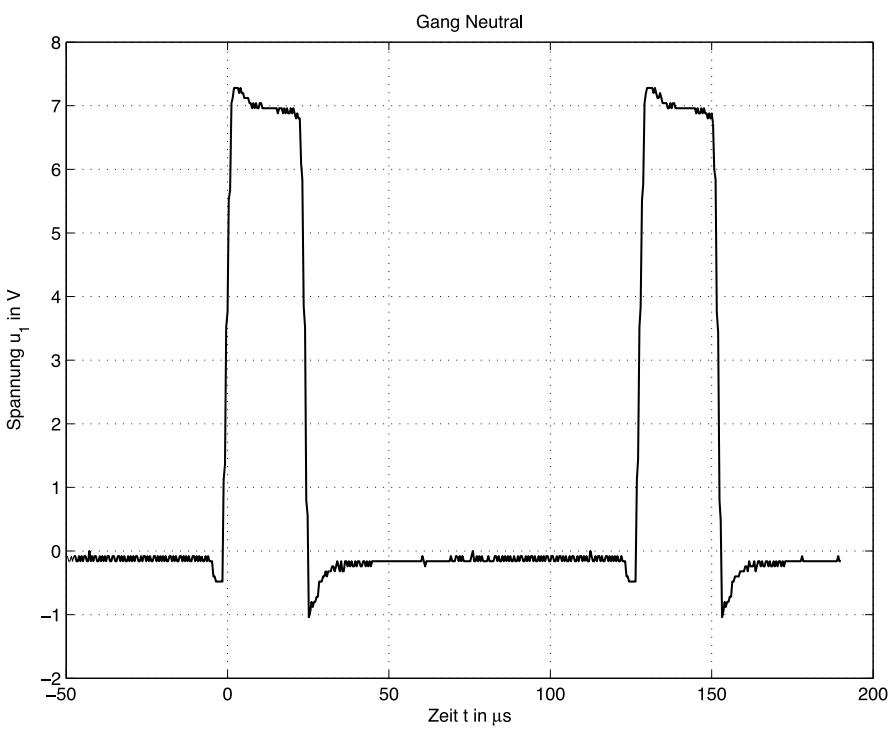


Abbildung 4.10.: Spannungsverlauf $u_1(t)$ im Neutralgang mit 20% Tastverhältnis

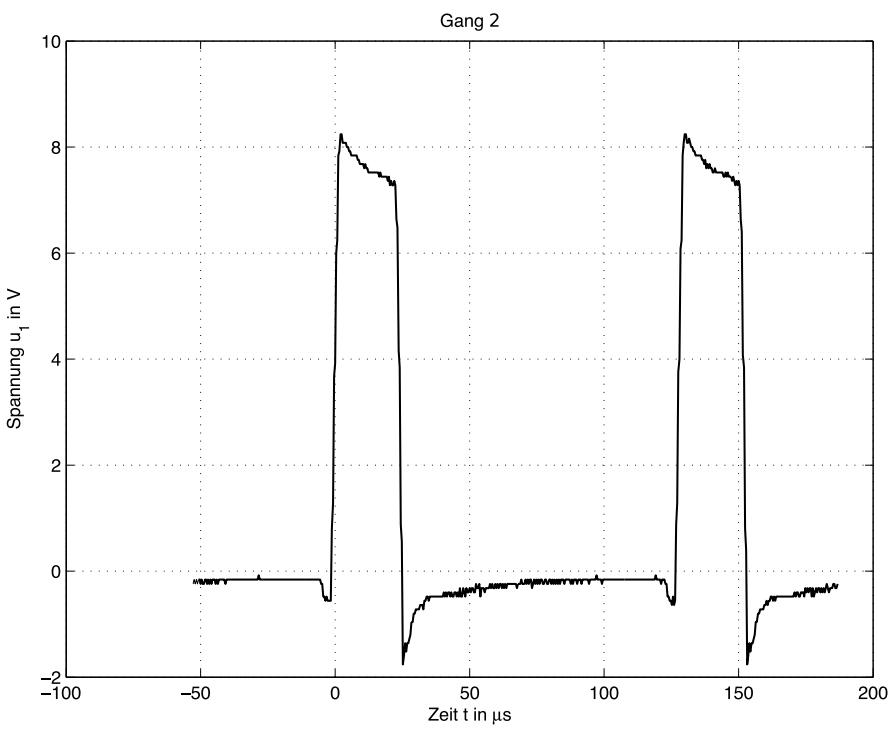


Abbildung 4.11.: Spannungsverlauf $u_1(t)$ im zweiten Gang mit 20% Tastverhältnis

4.2.2 Messaufbau zum Hardware-In-The-Loop-System

Die Ansteuerung des Aktors wird wie in der Aufgabenstellung vorgeschlagen im Folgenden über die MICROAUTOBox als Echtzeitsystem realisiert. Diese erzeugt je nach vorgegebenen Stellsignal jeweils eine PWM für den Links- und den Rechtslauf, welche von den digitalen Ausgängen auf die H-Brücken-Eingänge geschaltet werden. Zusätzlich werden 5 V *Enable*-Signale benötigt, die die gewünschte PWM-Richtung aktivieren. Die PWM-Ansteuerung ist als Blockschaltbild in MATLAB/SIMULINK umgesetzt worden. Dieses ist in Anhang C zu finden. Problematisch für die Auswertung kann der nicht ideale Spannungsverlauf der PWM sein, den die MICROAUTOBox erzeugt. In Abbildung 4.12 ist zu erkennen, dass der Spannungssprung eine Anstiegszeit von etwa $0,8 \mu\text{s}$ aufweist, was vor allem hinderlich für die Erzeugung des Positionssignals p_σ werden kann.

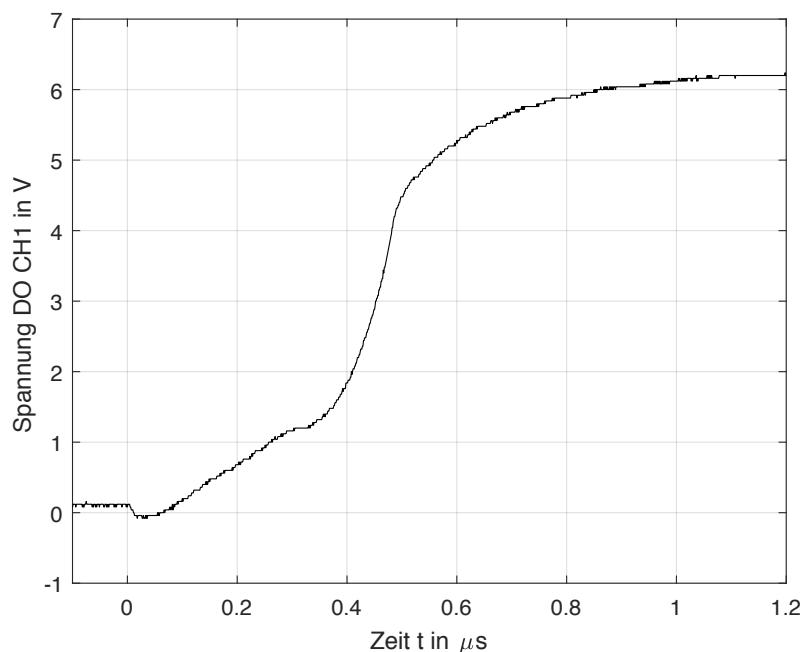


Abbildung 4.12.: Spannungsanstieg der MicroAutoBox bei positiver PWM mit 10% Tastverhältnis

Ebenso dient die MICROAUTOBox als Schnittstelle zwischen dem Messsystem und dem PC mit CONTROL-DESK. Dazu werden die Spulenspannungsverläufe über einen integrierten AD-Wandler eingelesen, wie in Abschnitt 4.2.3 erläutert wird. Ein Problem stellt hier jedoch der relativ geringe Innenwiderstand der Analog-Eingänge dar. Dieser wird vom Hersteller mit $117 \text{ k}\Omega$ für die Typ 4 Eingänge angegeben [DSp15, S. 363]. Bei einer direkten Aufschaltung der Spulenspannung auf einen ADC-Eingang kann mit einer Verfälschung des Messergebnisses auf Grund zu hoher Belastung des Messstranges gerechnet werden. Um den Eingangswiderstand zu erhöhen, und somit annähernd stromlos messen zu können, wird deshalb auf einen Instrumentenverstärker mit der Bezeichnung INA111AP zurückgegriffen. Dieser eignet sich für die gewünschte Anwendung besonders auf Grund einer hohen Dynamik der verbauten MOSFETs. Dies wirkt sich in einer *Slew Rate* mit $17 \text{ V}/\mu\text{s}$ und einer *Setting Time* von $2 \mu\text{s}$ bei einer Verstärkung von $G = 1$ aus. Ein Auszug des Datenblattes mit den relevanten technischen Merkmalen ist in Anhang A.2 zu finden. Eine eigentliche Verstärkung des Messsignals ist hier nicht erforderlich, da sich die Spulenspannungen im Bereich von 0 bis $8,5 \text{ V}$ bewegen und die ADC-Eingänge mit -10 V bis $+10 \text{ V}$ arbeiten können. Somit ist ein *Gain* von 1 zu wählen, was darüber erreicht wird, dass kein *Gain*-Widerstand hinzugeschaltet wird. Die erforderliche symmetrische Spannungsversorgung des Instrumentenverstärkers wird proviso-

risch einerseits über die vorhandene Starterbatterie, andererseits über ein zusätzliches Labornetzteil mit $\pm 13,8 \text{ V}$ umgesetzt.

Zur Filterung auftretender hoher Frequenzen aus der Instrumentenverstärkerschaltung kommt zusätzlich ein passiver RC-Tiefpass zum Einsatz, der zwischen Verstärkerausgang und Analogeingang platziert wird. Der darin verwendete Ohmsche Widerstand und die Kapazität des Kondensators wurden anhand der Grenzfrequenz f_g und der Anstiegszeit t_r ausgewählt und anhand des resultierenden Signals anschließend iterativ angepasst. Für einen Tiefpass 1. Ordnung ergibt sich die Anstiegszeit nach [HKW⁺08, S. 74] wie in Gleichung 4.35 angegeben.

$$t_r = \tau(\ln(0,9) - \ln(0,1)) \approx 2,2\tau \approx \frac{1}{3f_g} \quad (4.35)$$

$$\tau = RC \quad (4.36)$$

Setzt man eine Anstiegszeit von $0,1 \mu\text{s}$ und einen Widerstand von $1 \text{k}\Omega$ voraus, ergibt sich mit Gleichung 4.36 eine Kapazität von $45,45 \text{ pF}$. Deshalb wurde ein gängiger Kondensator mit der Kapazität von $C = 47 \text{ pF}$ für den Tiefpass verwendet, womit $t_r = 0,103 \mu\text{s}$ und $f_g \approx 3,22 \text{ MHz}$ resultieren.

In Abbildung 4.13 ist der Aufbau in der Form, in der die folgenden Messungen durchgeführt werden, als Elektronik-Schaltbild dargestellt.

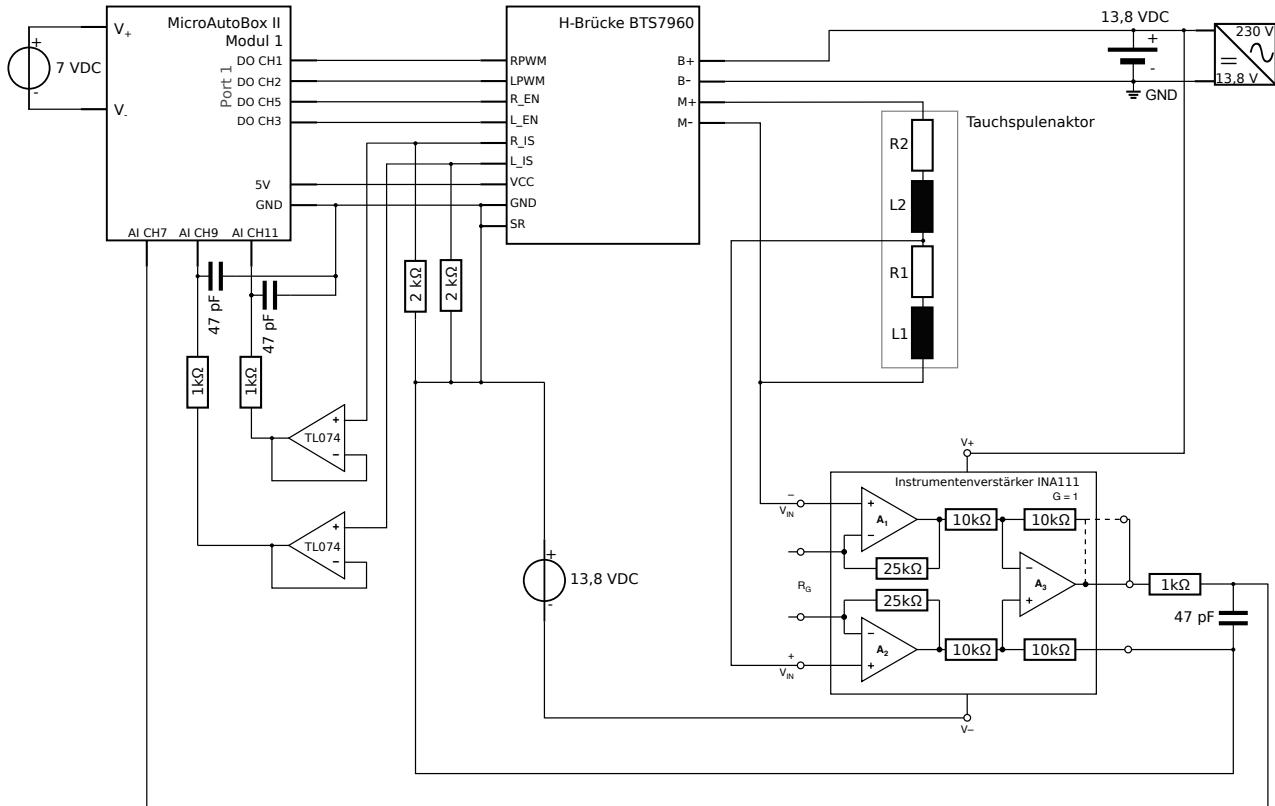


Abbildung 4.13.: Schaltbild der gesamten Steuer- und Messelektronik

Zusätzlich zur Positionserfassung von p_σ nach Gleichung 4.19 soll noch ein Aufbau für die Strommessung für das Positionssignal p_i beschrieben werden, der bereits im Messaufbau in Abbildung 4.13 enthalten

ist.

Die verwendete H-Brücke BTS7960 bietet die Möglichkeit indirekt die fließenden Ströme zu messen. Dazu wird an die Pins *R_IS* und *L_IS* jeweils ein *Shunt*-Widerstand auf *GND* geschaltet. Der Widerstandswert wurde mit Hilfe des BTS7960 Datenblattes (A.1) zu $2\text{k}\Omega$ gewählt, da sich hiermit eine Spannung von 10 V bei einem Maximalstrom von $i = 42,5\text{ A}$ ergeben. Die Umrechnung der Spannung auf den Strom kann anschließend mit Gleichung 4.37 beschrieben werden.

$$i_L = u_S \cdot 4,25 \frac{\text{A}}{\text{V}} \quad (4.37)$$

Die Messspannungen werden jeweils über eine Spannungsfolger-Schaltung mit Operationsverstärkern (OPVs) entkoppelt und anschließend mit einem *RC*-Tiefpass gefiltert, um Messrauschen zu vermindern. Ein Auszug aus dem Datenblatt der verwendeten OPVs, die eine hohe *Slew Rate* aufweisen, ist in Anhang A.3 einsehbar. Nach dem Tiefpass werden die Spannungen über zwei weitere ADCs der MICROAUTOBOX eingelesen.

4.2.3 Analog-Digital-Wandlung

Die am Prüfstand eingesetzte MICROAUTOBOX II 1401/1513 der dSPACE GMBH verfügt über zwei verschiedene Typen von ADCs [DSp14, S. 114]. Diese werden als *Typ 1* und *Typ 4* bezeichnet. Die ADCs vom *Typ 4* verfügen über eine minimale Abtastzeit von $0,8\text{\mu s}$. In diesem Punkt sind sie denen vom *Typ 1* überlegen. Die Outputfähigkeiten der ADCs vom *Typ 1* [DSp14, S. 134] werden im Laufe dieser Arbeit nicht benötigt. Beide ADCs verfügen über eine Auflösung von 16 Bit. Aufgrund der höheren Samplefrequenz wird im Messaufbau ausschließlich *Typ 4* verwendet.

Die 16 ADCs sind jeweils entweder auf eine Eingangsspannung von 0 ... 5 V oder -10 V ... 10 V konfigurierbar. Es lässt sich ein *Burst*-Modus einschalten, wodurch es erst möglich wird, mit einer Abtastzeit von $0,8\text{\mu s}$ zu wandeln. Wird der *Burst*-Modus verwendet, müssen zwei *Trigger* ausgewählt werden [DSp14, S. 122 f.]. Der *Burst-Trigger* initiiert die *Bursts* und der *Conversion-Trigger* initiiert die einzelnen Konvertierungen. Somit legt der *Conversion-Trigger* die Sampelfrequenz fest.

Bei der Analog-Digital-Wandlung werden die abgetasteten Werte in einem *Buffer* zwischengespeichert [DSp14, S. 121]. Jeder ADC verfügt über 3 *Buffer*. Einen *Write Buffer*, in dem die abgetasteten Werte von dem ADC hineingeschrieben werden und einen *Read Buffer*, aus dem die Werte von dem Programm auf der MicroAutoBox herausgelesen werden. Schließlich ist noch ein *Free Buffer* implementiert, welcher die Auswechselung der *Buffer* ermöglicht. Im Betrieb wird der *Read Buffer* nach und nach aufgefüllt, bis eine definierte *Burst size* erreicht ist. Dann wird in den bereitstehenden *Free Buffer* weitergeschrieben. Der *Write Buffer* wird dann zum *Read Buffer*, sodass die benötigten Werte dem Programm zu Verfügung stehen. Gleichzeitig wird der *Read Buffer* zum *Free Buffer*, sodass der nächste Bufferwechsel erfolgen kann. Der *Burst-Trigger* steuert diesen Vorgang. Somit liegen dem Programm, welches auf der MICROAUTOBOX läuft, die Werte eines AD-Wandlers im *Burst*-Modus als Vektor vor. Dieser Vektor besitzt so viele Einträge wie der *Buffer* und somit auch so viele wie mit der *Burst size* eingestellt worden ist.

4.3 Auswertung der diskreten Messungen

In diesem Abschnitt wird thematisiert, wie verschiedene Positionssignale aus den Messdaten generiert werden können. Danach wird auf die Rohdaten für die Berechnung der Positionssignale eingegangen. Anschließend werden die Positionssignale bezüglich Rauschen und Genauigkeit miteinander verglichen. Die Positionssignale p_σ , p_i und p_c werden jeweils aus Gleichungen 4.19, 4.33 und 4.34 berechnet. Diese Signale können nur diskret vorliegen. Die Samplezeit der Positionssignale T_s ist mindestens gleich der Periodendauer T des PWM-Signals.

4.3.1 Zeitpunkt der steigenden Flanke bestimmen

Um die drei genannten Berechnungsvorschriften anwenden zu können, ist es notwendig, den Zeitpunkt der steigenden Flanke der PWM-Anregung möglichst genau zu kennen. Die Spannungsdaten, die hierfür verwendet werden, liegen in abgetasteter Form mit einer Abtastzeit von $1 \mu\text{s}$ vor. In MATLAB/SIMULINK gibt der ADC die Spannung u_1 und den Strom i als Vektor mit *Buffersize*-Einträgen aus. Näheres dazu ist im Abschnitt 2.2.3 nachzulesen. Um die steigende Flanke in den Spannungsdaten zu finden, wird zunächst der Spannungsvektor u_1 um einen Abtastschritt verzögert und mit sich selbst verglichen. Ist diese Differenz größer 1 V, wird der Index $3 \mu\text{s}$ später für die steigende Flanke des PWM-Signals verwendet. Die Spannungsdifferenz von 1 V und die Zeitverzögerung von $3 \mu\text{s}$ sind spezifisch für diese Anwendung und sollten gegebenenfalls bei einer anderen Leistungsstufe angepasst werden. Bei der Auswahl des Zeitpunktes der steigenden Flanke sollte die Spannung soweit stabil sein, dass der Verlauf der e-Funktion erkennbar ist, da die Berechnungsvorschriften einen exponentiellen Verlauf voraussetzen. Dadurch dass die verschiedenen ADCs zum gleichen Zeitpunkt den *Burst* starten, muss dieses Verfahren für den Strom nicht wiederholt werden und es kann derselbe Index des Spannungsverlaufes erneut verwendet werden. Bei Anregung mit einer negativen Spannung muss lediglich der Spannungsvektor mit -1 multipliziert werden, um die steigende Flanke zu finden und die Auswertungsverfahren anzuwenden. Die verwendete MATLAB-Funktion ist in Anhang B.2 zu finden.

In Abbildung 4.14 und Abbildung 4.15 ist die gemessene Spannung u_1 bei einem Tastverhältnis von 10% für die Gänge eins und zwei zu sehen.

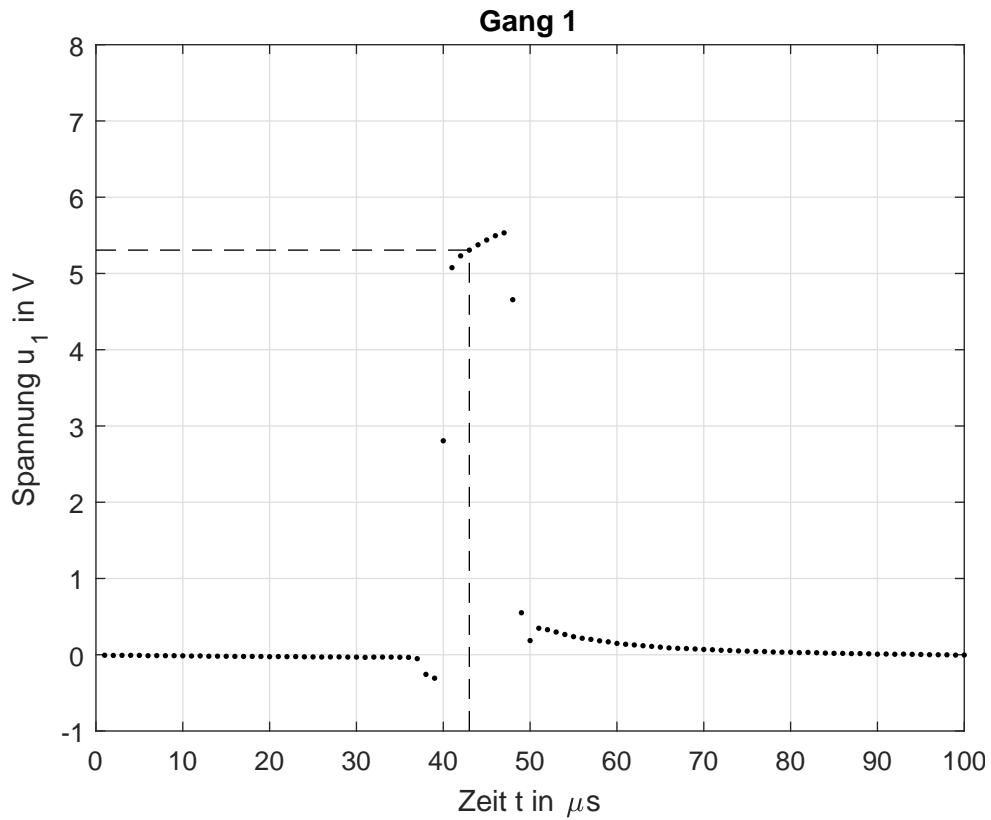


Abbildung 4.14.: Diskreter Spannungsverlauf $u_1(t)$ im ersten Gang mit +10% Tastverhältnis

Der ansteigende beziehungsweise abfallende Verlauf ist deutlich erkennbar. Die gestrichelte Linie zeigt an, welche Werte als Zeitpunkt für die steigende Flanke beziehungsweise für die Berechnung von den Positionssignalen verwendet werden. Im Folgenden werden diese Werte näher betrachtet, sodass immer wenn von Spannung oder Strom die Rede ist, diese ausgewählten Werte gemeint sind. Insgesamt addieren sich die Anstiegszeiten des PWM-Signals aus der MICROAUTOBox, der H-Brücke und des Tiefpasses

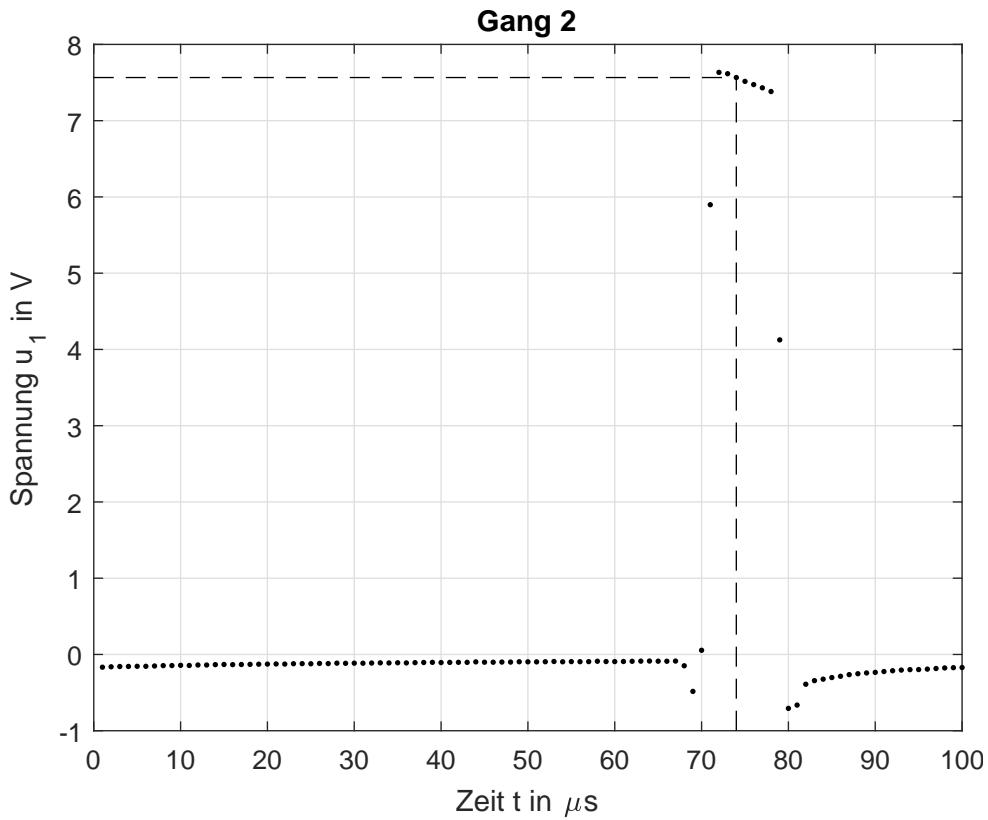


Abbildung 4.15.: Diskreter Spannungsverlauf $u_1(t)$ im zweiten Gang mit +10% Tastverhältnis

auf rund $2\mu\text{s}$.

Der zugehörige Stromverlauf $i(t)$ ist für Gang eins in Abbildung 4.16 dargestellt.

Es ist zu sehen, dass die steigende Flanke des Strommesssignals für die Berechnung sehr nah an der wirklichen Flanke liegt. Dies kann im Folgenden zu Auswertungsfehlern für das Positionssignal p_i führen. Dies lässt sich in Abbildung 4.17 überprüfen, indem jeweils 2000 Perioden übereinander dargestellt werden, was einer Messdauer von 2 s entspricht.

Der Strom zu den Startzeitpunkten der PWM ist im Vergleich zur Spannung verrauscht. Die Spannung ist von der Position des Läufers abhängig, der Strom jedoch nicht. Dies stimmt mit der mathematischen Herleitung aus Abschnitt 4.1.2 überein. Nun ist von Interesse, wie sich die Spannung und der Strom, die für die Berechnung des Positionssignals verwendet werden, zeitlich verhalten. Dies ist in Abbildung 4.18 dargestellt. Hierbei ist auf die Achsenkalierung zu achten, da diese nicht immer konstant ist.

Die Spannung und der Strom haben einen sägezahnartigen Verlauf mit einer Periode von ungefähr einer Sekunde. Die Steigung des Sägezahnverlaufs ist für die Spannung von der Position des Läufers abhängig. Die Rauschamplitude des Stroms liegt etwa bei 72,5 mA und die der Spannung bei etwa 25 mV.

4.3.2 Auswertung des Positionssignals p_σ

Die Berechnung von p_σ ist die simpelste der thematisierten Berechnungen. Es wird nur ein Wert der Spannung u_1 benötigt.

Setzt man die Spannung aus der Oszilloskop-Messung (Abbildung 4.9) zum Zeitpunkt $t = 0$ nach dem Sprung, welche 5,84 V beträgt, in Gleichung 4.19 ein, so erhält man das vereinfachte Positionssignal zu $p_{\sigma,1} = -0,154$. Für den Neutralgang (Abbildung 4.10) ergeben sich mit dem gleichen Verfahren eine fallende e-Funktion und $p_{\sigma,N} = 0,029$. Im zweiten Gang (Abbildung 4.11) folgt der Spannungsverlauf einer noch stärker fallenden e-Funktion und das Positionssignal ergibt sich mit $u_1(t = 0) = 8,24\text{ V}$ zu $p_{\sigma,2} = 0,194$. Fügt man jeweils die drei ermittelten Positionssignale in ein Diagramm ein und ver-

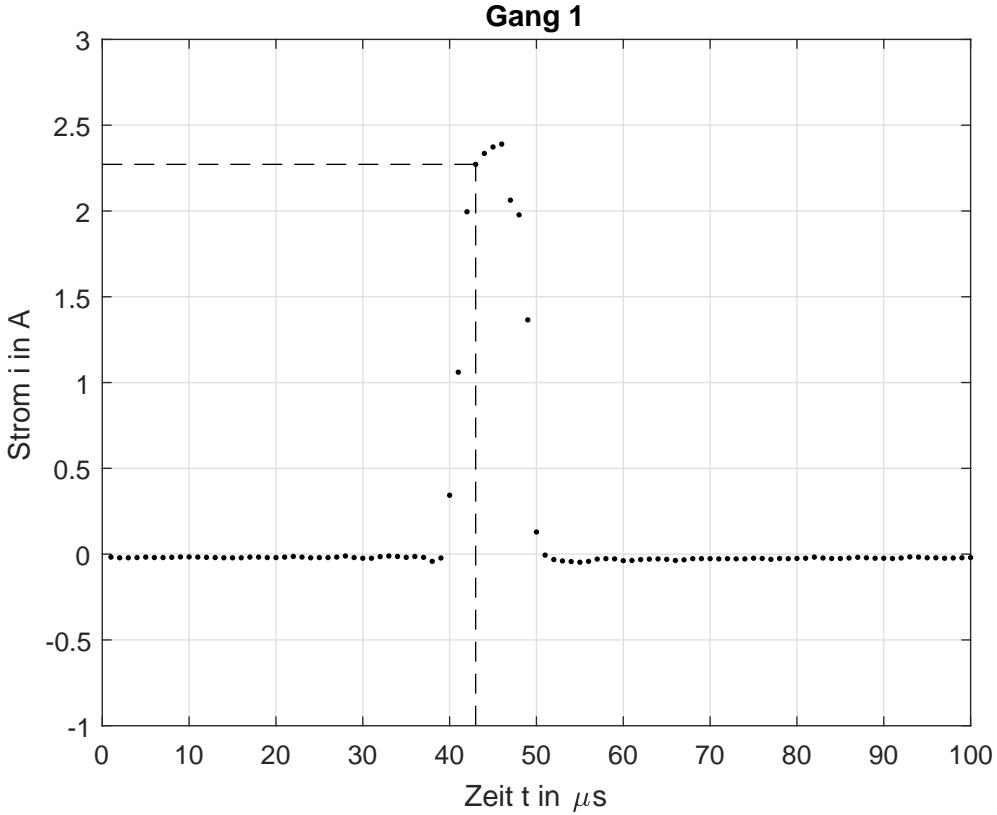


Abbildung 4.16.: Diskreter Stromverlauf $i(t)$ im ersten Gang mit +10% Tastverhältnis

bindet die Punkte, so ergibt sich eine annähernd lineare Kennlinie zwischen Δx und p_σ . Diese ist in Abbildung 4.19 dargestellt. Δx steht darin für die Wegdifferenz zum Neutralgang. Eine lineare Regressionsgerade kann nun mit der Steigung k und dem Offset b angegeben werden. Die Steigung berechnet sich nach [Beh13, S. 137] mit Gleichung 4.38 zu $k = 52,53 \text{ mm}$. Der zugehörige Offset beziehungsweise Ordinatenabschnitt ergibt sich nach Gleichung 4.39 zu $b = -0,95 \text{ mm}$.

$$k = \frac{\sum_{i=1}^n (p_{\sigma,i} - \bar{p}_\sigma)(\Delta x_i - \bar{\Delta x})}{\sum_{i=1}^n (p_{\sigma,i} - \bar{p}_\sigma)^2} \quad (4.38)$$

$$b = \bar{\Delta x} - k \bar{p}_\sigma \quad (4.39)$$

Damit erhält man die Regressionsgerade aus Gleichung 4.40.

$$\Delta x = p_\sigma 52,52 \text{ mm} - 0,95 \text{ mm} \quad (4.40)$$

Hieraus lassen sich aus den bestimmten Positionssignalen die jeweiligen Wegdifferenzen zum Neutralgang berechnen. Die größte auftretende Abweichung bei der Rückrechnung mit der Regressionsgeraden liegt bei maximal 0,57 mm.

Mit gleichem Vorgehen ergibt sich für die diskreten Verläufe aus den Abbildungen 4.14 bis 4.15 die Kennlinie und die Regressionsgerade aus Abbildung 4.20. Hierbei wurden die Spannungen mit dem beschriebenen Verfahren aus Abschnitt 4.3.1 ermittelt. Es ist zu erkennen, dass die gemessene Kennlinie annähernd linear verläuft. Die Steigung der Regressionsgerade beträgt hier $k = 55,62 \text{ mm}$ und der Ordinatenabschnitt $b = 4,43 \text{ mm}$. Somit wären später genaue Messergebnisse bei dem gewählten PWM-Tastverhältnis von +10% zu erwarten.

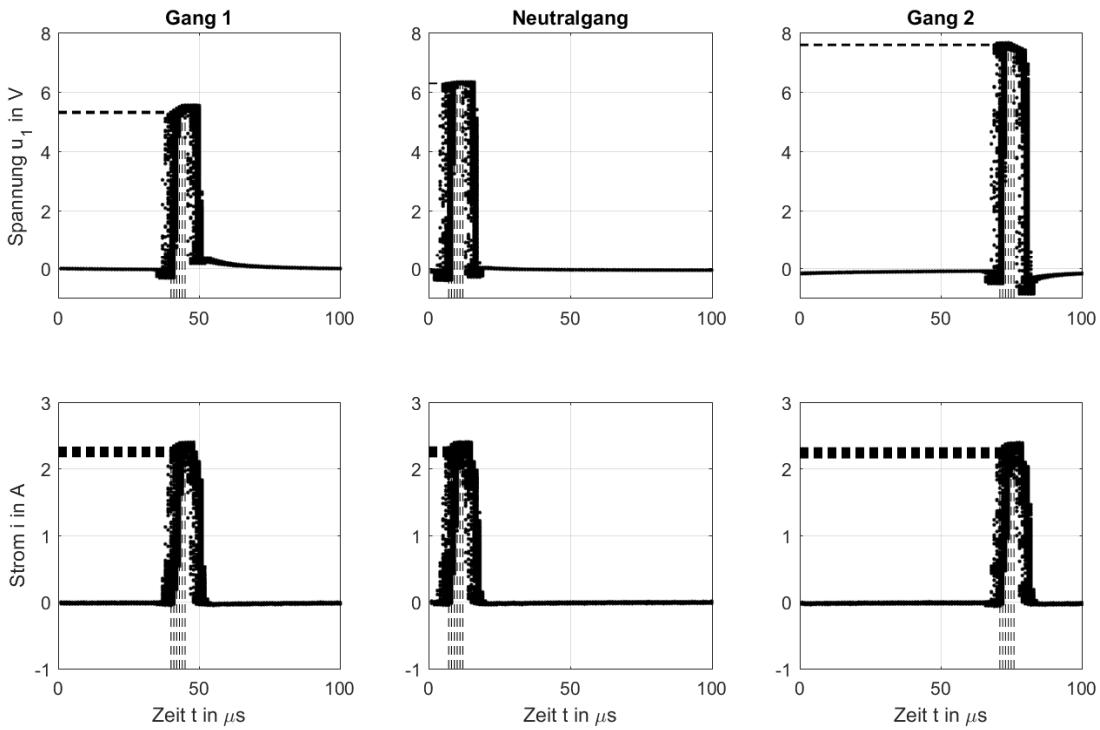


Abbildung 4.17.: Diskreter Spannungs- und Stromverlauf mit +10% Tastverhältnis

Nach der Implementierung der Berechnungsvorschrift aus Gleichung 4.19 stellte sich heraus, dass p_σ zusätzlich abhängig von dem Tastverhältnis des PWM-Signals ist. Dies ist in Abbildung 4.21 veranschaulicht. Zu sehen ist p_σ für die Gänge eins und zwei bei verschiedenen Tastverhältnissen. Es sind jeweils 75 Werte übereinander dargestellt, um die Streuung zu veranschaulichen. Um p_σ bei negativem Tastverhältnis in Gang zwei aufnehmen zu können, wurde die Läuferstange verklemmt, sodass diese sich nicht mehr bewegen ließ. Für den ersten Gang wurde dies ebenso durchgeführt. Mehr dazu ist in Abschnitt 4.4 zu finden.

Es ist zu erkennen, dass das Positionssignal p_σ für verschiedene Tastverhältnisse in den selben Gängen verschiedene Werte annimmt. Dieses Verhalten ist unerwünscht, da es eine zusätzliche Kompensation erfordert. Ideal wäre es, wenn p_σ unabhängig vom Tastverhältnis und stark von der Läuferposition abhängig wäre. Es ist zu erkennen, dass Letzteres für p_σ gilt, da Gang eins von Gang zwei unterscheidbar ist.

4.3.3 Auswertung des Positionssignals p_i

Die Berechnungsvorschrift für p_i ist etwas aufwendiger als die für p_σ . Es werden jeweils zwei Werte der Spannung u_1 und des Stromes i benötigt. Diese werden dann nach Gleichung 4.33 verrechnet. In Abbildung 4.22 ist p_i für verschiedene Tastverhältnisse und Gänge dargestellt. Es wurden erneut 75 Werte übereinander dargestellt. Es ist erkennbar, dass die Streuung sehr gering ist, wenn der erste Gang eingelegt ist und mit negativem Tastverhältnis über 20% angeregt wird. Dieses Verhalten ist auch für die anderen Quadranten erwünscht.

Die große Streuung der übrigen Quadranten liegt vermutlich an dem Nenner der Berechnungsvorschrift $u_0(i(t_2) - i(t_1))$. Die Ströme $i(t_1)$ und $i(t_2)$ sind vom Betrag fast gleich, sodass das Messrauschen, die Quantisierungsfehler und das fehlerhafte Auslesen des Stroms verstärkt werden.

Das Messrauschen lässt sich nicht mehr wesentlich verringern, da schon der schnellstmögliche Tiefpassfilter mit einer Anstiegszeit von $0,1\mu\text{s}$ verwendet wird.

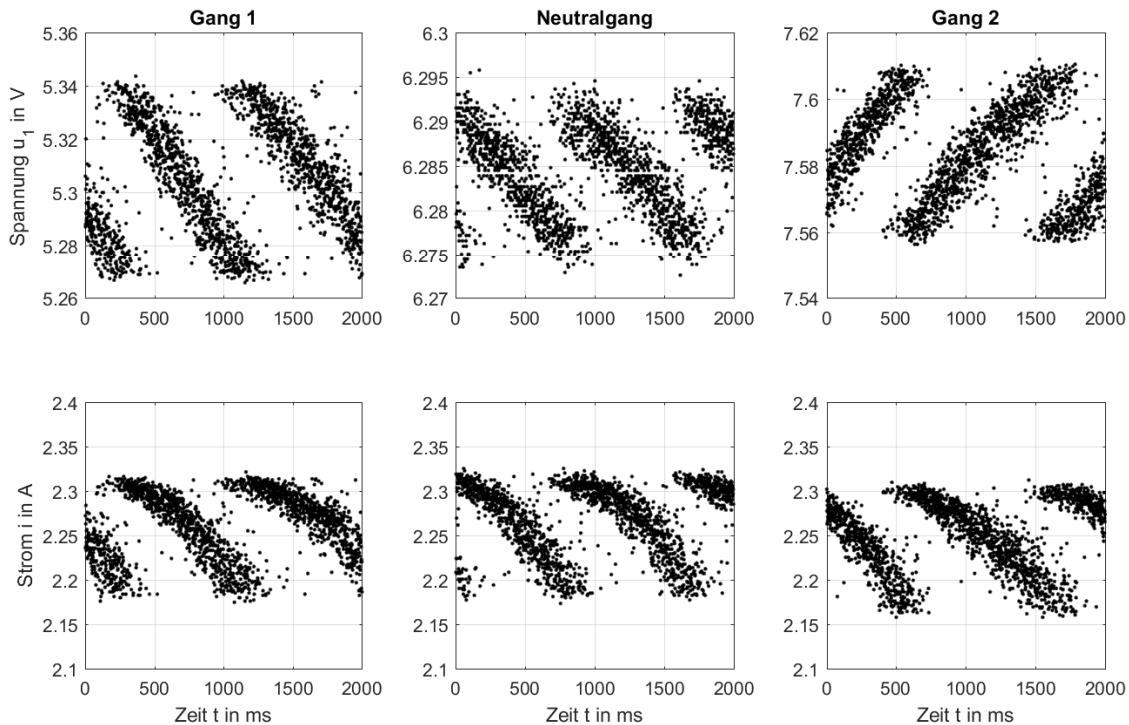


Abbildung 4.18.: Zeitverlauf der Spannungen und Ströme für die Auswertung mit 10% Tastverhältnis

Der Quantisierungsfehler ließe sich durch Auswahl eines größeren Shuntwiderstandes verringern. Der Quantisierungsfehler ist jedoch bei einem 16-Bit ADC mit dem aktuellen Messaufbau eher gering und beträgt maximal $\frac{42,5A}{2^{16}} \approx 648,5\mu A$.

Auf das fehlerhafte Auslesen des Stromes wurde schon kurz bei der Beschreibung von Abbildung 4.16 eingegangen. Der Strom entspricht an der Auswertungsstelle noch nicht ganz dem Verlauf einer e-Funktion, sodass Messfehler entstehen.

Für die Strommessung ist demnach eine schnellere Leistungsstufe als der BTS 7960(A.1) vorteilhaft. Schnellere Operationsverstärker für die Strommessung sind nicht notwendig, da die verwendeten TL074ACN(A.3) eine *Slew Rate* von $13 \frac{V}{\mu s}$ besitzen, was mit Gleichung 4.37 einer *Slew Rate* von $55,25 \frac{A}{\mu s}$ entspricht. Wie in Abschnitt 4.2.2 erwähnt wurde, beträgt die Anstiegszeit der digitalen Ausgänge der MICROAUTOBox $0,8 \mu s$, sodass eine schnellere Leistungsstufe nur mit einer anderen Recheneinheit sinnvoll ist.

4.3.4 Auswertung des Positionssignals p_c

Die Berechnungsvorschrift für p_c erfolgt nach Gleichung 4.34. Diese ist verhältnismäßig aufwendig, da zwar nur eine Spannung pro Periode ausgewertet wird, aber auch in jeder Periode der Koeffizient c_+ aus Gleichung 4.28 in Abhängigkeit des Tastverhältnisses neu bestimmt werden muss. In Abbildung 4.23 ist p_c für verschiedene Tastverhältnisse und Gänge dargestellt. Es sind erneut 75 Werte übereinander dargestellt, um die Streuung zu veranschaulichen.

Es ist ein starker Zusammenhang zwischen dem Tastverhältnis und dem Positionssignal p_c erkennbar, welcher kompensiert werden muss, um das Messverfahren nutzen zu können. Zusätzlich ist nur eine schwache Abhängigkeit zwischen der Läuferposition und dem Positionssignal p_c zu sehen, sodass es zweifelhaft ist, ob die Gänge voneinander unterscheidbar sind. Dies macht p_c für eine Bestimmung der Läuferposition ungeeignet, da eine vergleichsweise starke Abhängigkeit von dem Tastverhältnis vorliegt.

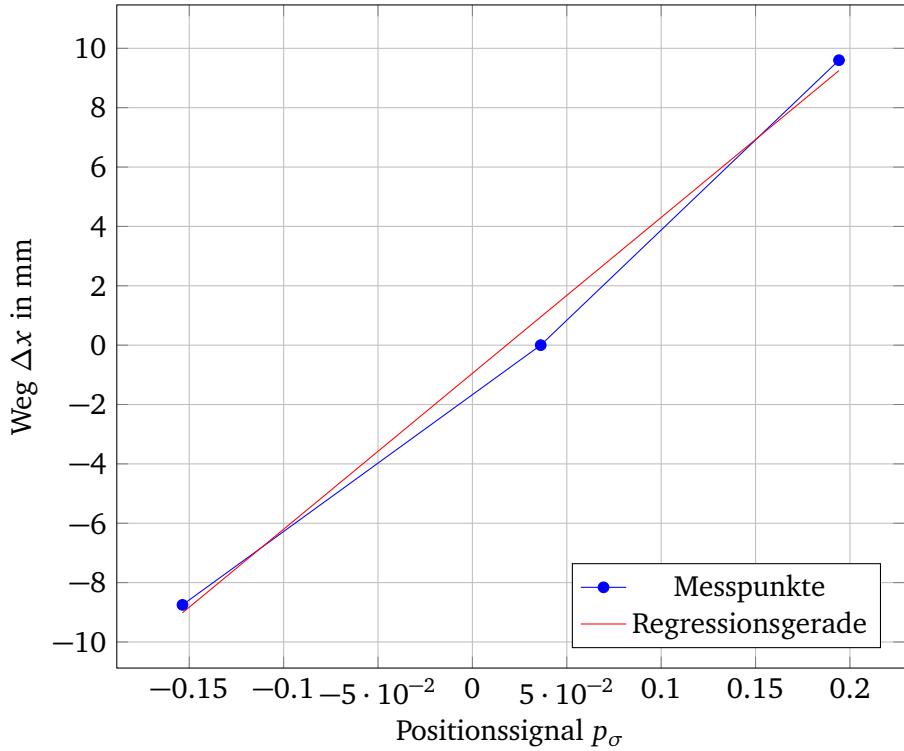


Abbildung 4.19.: Wegdifferenz-Positionssignal-Kennlinie aus experimentellen Messaufbau

4.3.5 Abschließende Worte zur Auswertung der Messungen

In den folgenden Abbildungen ist der Zeitverlauf für die Positionssignale bei einem Tastverhältnis von $\theta = 10\%$ dargestellt. Die Positionssignale wurden in Millimeter umgerechnet, sodass die Streuung eingeschätzt werden kann. Dies wurde mit Fehlerquadratminimierung und einem linearen Modell durchgeführt. Es ist auf die Achsenkalierung zu achten, da diese nicht immer konstant ist.

Die Positionssignalverläufe sind denen der Spannung und des Stroms aus Abbildung 4.18 sehr ähnlich. Die Verläufe von p_σ und p_c sind kaum voneinander zu unterscheiden. Jedoch ist die Berechnung von p_c aufwendiger als die von p_σ . Der Verlauf von p_i weist eine vergleichsweise starke Streuung gegenüber den anderen beiden Positionssignalen auf. Dies macht sich auch in Abbildung 4.25 bemerkbar.

Die ansteigenden und abfallenden Verläufe, welche in ihrer Steigung von der Position abhängig sind, können verschiedene Ursachen haben. Die lange Periode deutet jedoch auf ein mechanisches Problem hin, da die Mechanik in diesem Aufbau wesentlich träger ist als die Elektrotechnik. Da die Spulen nicht vergossen sind [Hah18, S. 57f], ist es möglich, dass dort eine Bewegung stattfindet. Jedoch ist es auch möglich, dass der Läufer sich bei diesem geringen Tastverhältnis bewegt.

Da mit dem aktuellen Aufbau nur die Auswertung von p_σ in Frage kommt, wird im Folgenden nur auf p_σ eingegangen. Die folgenden Überlegungen lassen sich jedoch prinzipiell auch auf die anderen Positionssignale anwenden. Um ein genaues Positionssignal in Millimetern zu erhalten, sind mehrere Vorgehensweisen möglich.

Es kann das gemessene Positionssignal p_σ in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis θ modelliert werden, sodass man eine Modelfunktion f erhält. Ausgang dieser Modelfunktion ist ein geschätztes Positions-signal $p_{\sigma,mod} = f(\theta)$. Das kompensierte Positionssignal $p_{\sigma,komp}$ lässt sich dann nach Gleichung 4.41 berechnen.

$$p_{\sigma,komp} = p_\sigma - p_{\sigma,mod} \quad (4.41)$$

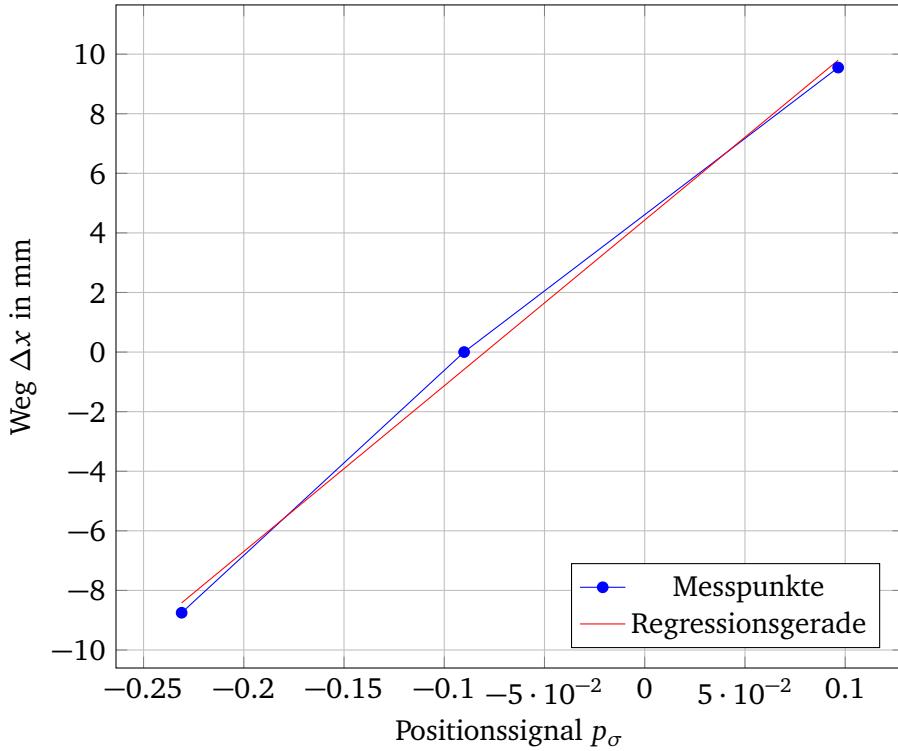


Abbildung 4.20.: Wegdifferenz-Positionssignal-Kennlinie aus finalem Aufbau

Betrachtet man jedoch Abbildung 4.21 genauer, ist zu erkennen, dass die Modellparameter zusätzlich von der Läuferposition abhängig sind. Dies ist in dem Verlauf von p_σ bei negativem Tastverhältnis zu erkennen. In Gang eins ist p_σ ab einem Tastverhältnis von 30% konstant. Jedoch ist p_σ bei gleichem Tastverhältnis in Gang zwei nicht mehr konstant, sodass sich eine Modelfunktion $f(\theta, \Delta x)$ ergibt. Δx ist hierbei die Läuferposition, die es zu ermitteln gilt. Das macht eine Modellierung zwar nicht unmöglich, jedoch wird die Bestimmung von $p_{\sigma,mod}$ dadurch verhindert, da die Läuferposition im Allgemeinen nicht bekannt ist. Deswegen ist bei p_σ von einer Modellierung und Kompensation abzusehen.

Alternativ kann ein Messsignal mit konstantem Tastverhältnis verwendet werden, um die Position des Läufers zu ermitteln. Dadurch liegt immer ein konstantes Tastverhältnis bei der Berechnung von den Positionssignalen vor. Dieses Verfahren ist jedoch nicht mit der MICROAUTOBOX anwendbar, da das SIMULINK-Modell eine Abtastzeit von 1 ms benötigt um alle Berechnungen durchzuführen. Die Zeitkonstante $\tau = \frac{L}{R} \approx 1$ ms der Spulen bewegt sich jedoch auch in diesem Zeitbereich, sodass eine Ansteuerung mit dem Messsignal von der Dauer τ das Stellverhalten wesentlich beeinflusst. Besser ist es den Aktor nur so kurz wie möglich mit dem Messsignal anzuregen. Die kürzeste Dauer ist hierbei eine Periode. Anschließend folgt eine bestimmte Anzahl an Stellperioden, die das Stellverhalten dominieren. Dies ist mit den meisten Mikrocontrollern möglich.

Alternativ ist es möglich, ein Kennfeld aufzunehmen. In diesem Kennfeld wird die Position Δx in Millimetern in Abhängigkeit zu dem Positionssignal p_σ und dem Tastverhältnis θ gesetzt. Mit einer Splineinterpolation kann dann Δx geschätzt werden. Diese Schätzung ist abhängig von der Anzahl der Stützstellen des Kennfeldes. Das bringt eine aufwendige Messmethode mit sich, da die Läuferstange an vielen Positionen verklemmt werden muss, um eine hohe Anzahl an Stützstellen zu erreichen.

Zu empfehlen ist die Messmethode mit konstantem Tastverhältnis bei $\pm 10\%$. Dies liegt an der vergleichsweise simplen Implementierung und den vielversprechenden Erfolgsaussichten.

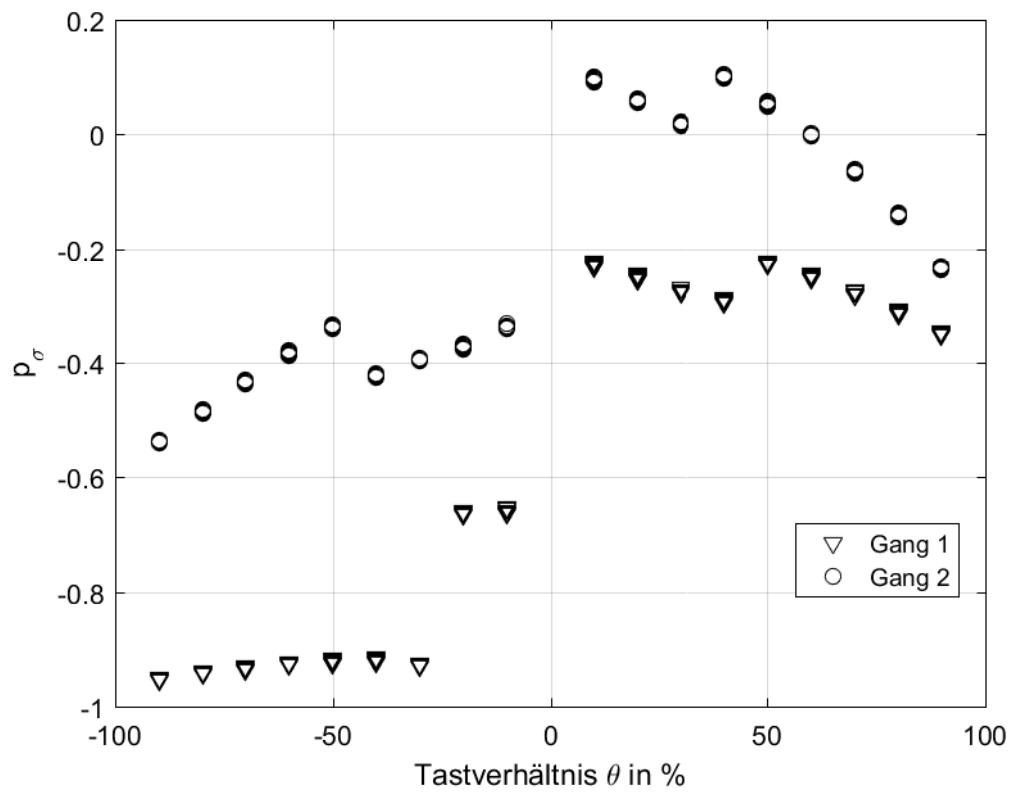


Abbildung 4.21.: p_σ in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis

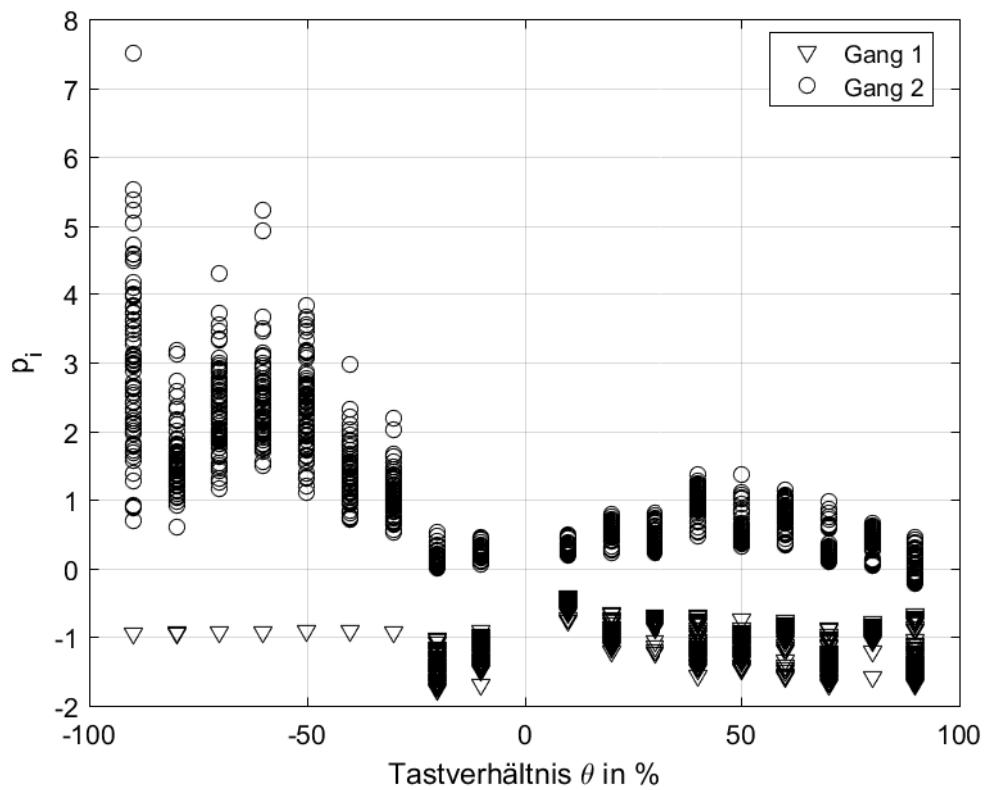


Abbildung 4.22.: p_i in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis

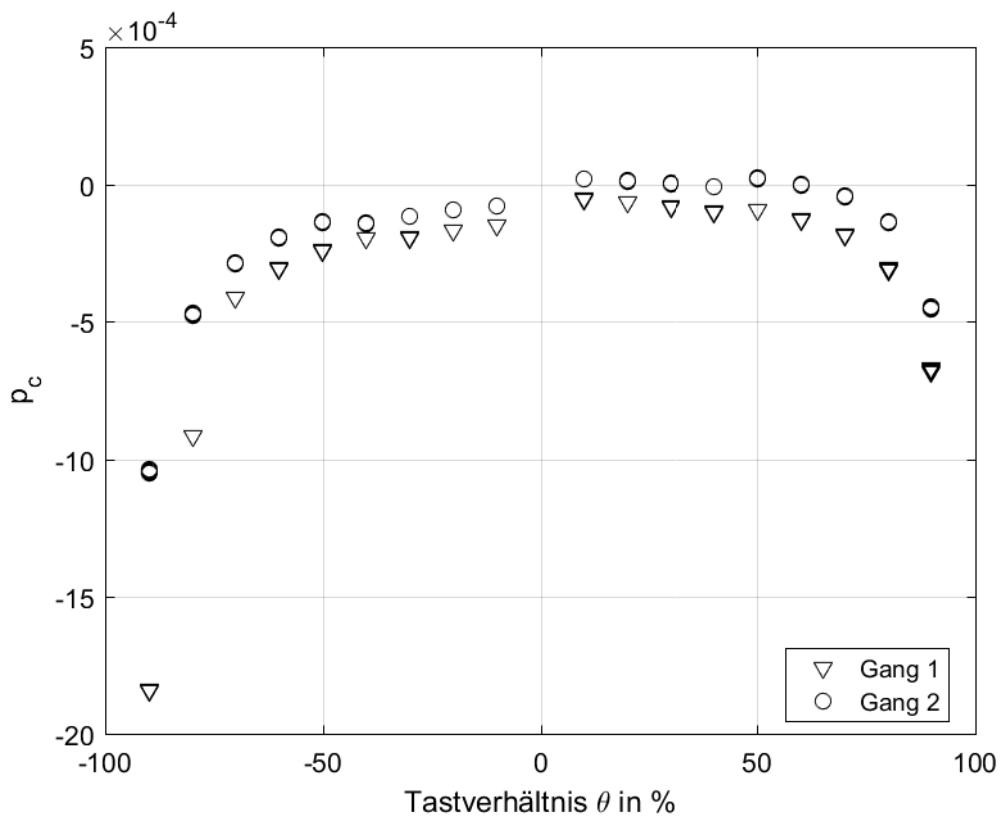


Abbildung 4.23.: p_c in Abhängigkeit von dem Tastverhältnis

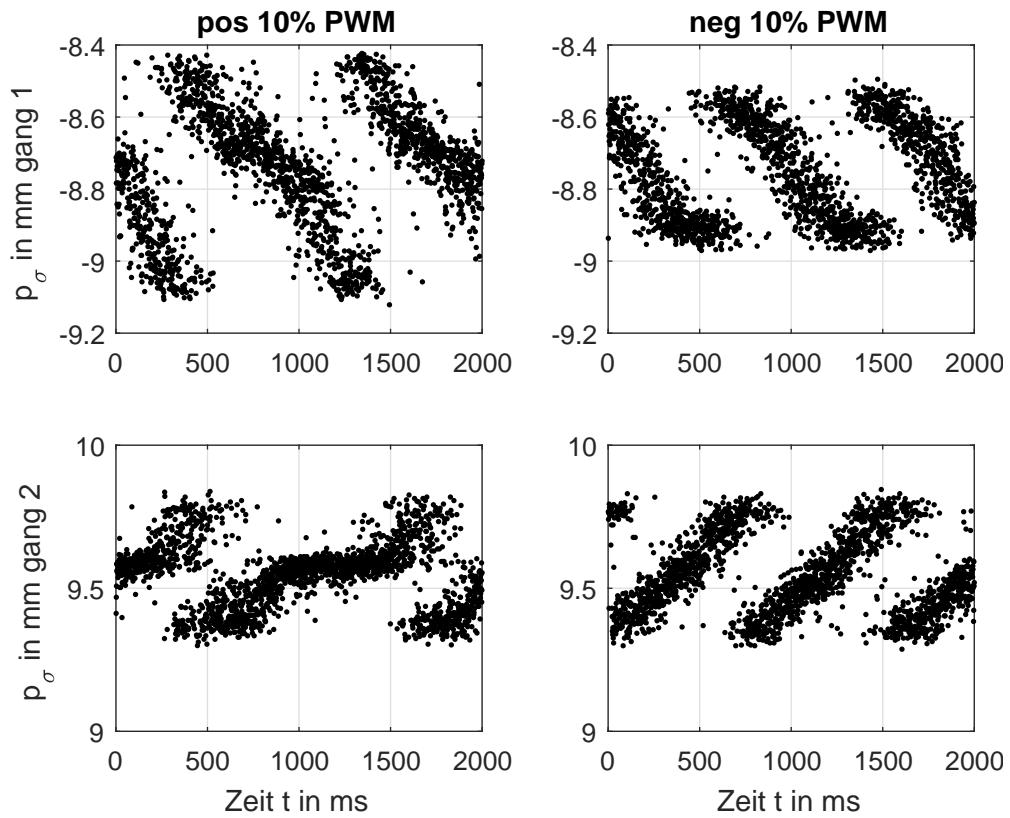


Abbildung 4.24.: Zeitlicher Verlauf von p_σ

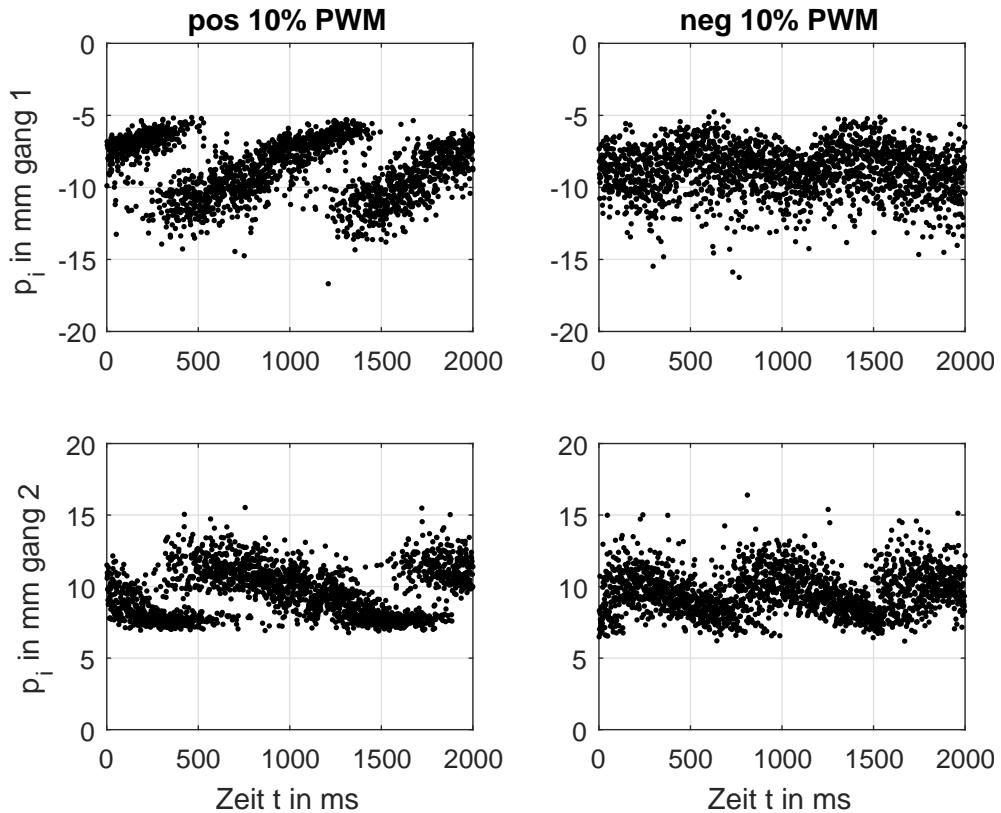


Abbildung 4.25.: Zeitlicher Verlauf von p_i

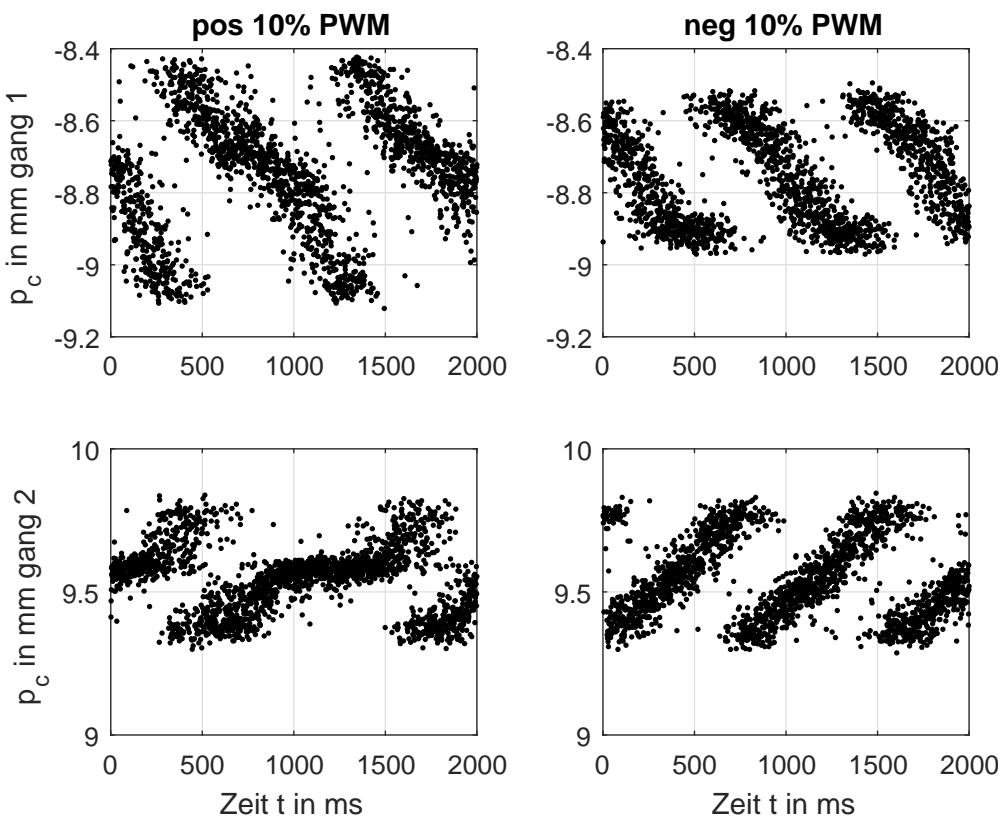


Abbildung 4.26.: Zeitlicher Verlauf von p_c

4.4 Algorithmus zur Kennfeldgenerierung

Für die sensorlose Kalibrierung ist es nötig, ein Kennfeld zu erzeugen, welches die Abhängigkeit zwischen dem jeweiligen p-Signal, dem zugehörigen PWM-Wert und dem zu erklärenden Positionswert widerspiegelt. Der Start des Algorithmus erfolgt über die Betätigung eines Start-Buttons in CONTROLDESK. Dazu werden zunächst innerhalb eines Zustandsautomaten zehn Vektoren initialisiert, die für die folgende Speicherung der Positionssignale notwendig sind. Dabei handelt es sich um Spaltenvektoren mit einer Länge von $9 \cdot 75$ Einträgen:

Tabelle 4.1.: Vektoren für die Kennfeldgenerierung

Vektor	Bedeutung
LMS_pos_vec_erkpwm	positive PWM-Vorgabe
LMS_pos_vec_erkp _σ	Wert des dazugehörigen p_σ -Signals an
LMS_pos_vec_erkp _i	Wert des dazugehörigen p_i -Signals an
LMS_pos_vec_erkp _c	Wert des dazugehörigen p_c -Signals an
LMS_pos_vec_zuErkl_weg	Wert des zu erklärenden Positionsendwert
LMS_neg_vec_erkpwm	negative PWM-Vorgabe
LMS_neg_vec_erkp _σ	Wert des dazugehörigen p_σ -Signals an
LMS_neg_vec_erkp _i	Wert des dazugehörigen p_i -Signals an
LMS_neg_vec_erkp _c	Wert des dazugehörigen p_c -Signals an
LMS_neg_vec_zuErkl_weg	Wert des zu erklärenden Positionsendwert

Vorerst erfolgte der Ablauf ohne eine mechanische Arretierung. Dies bedeutet, dass bei einer PWM von $\pm 30\%$ aus den Gängen eins und zwei geschaltet wird. Für eine akkurate Modellbildung werden jedoch die Abhängigkeiten zwischen den Positionssignalen und dem zu erklärenden Positionswert bei kompletter PWM-Spannbreite benötigt. Daher wurde zunächst Gang eins eingelegt und eine weitere Wellenkupplung an der Stirnfläche des Aktors angebracht. Diese verhindert ein Schalten aus Gang eins heraus, wodurch auch Messwerte für eine $PWM > 30\%$ aufgenommen werden konnten. Im nächsten Schritt wurde diese entfernt und auf der gegenüberliegenden Seite, während der zweite Gang einlegt ist, zwischen Itemgehäuse und der Wellenkupplung (vgl. Abbildung 2.1 und Abbildung 2.3) eine Klemme angebracht. Diese ist in Abbildung 4.27 zu sehen. Dadurch konnte sich der Aktor ebenfalls nicht bei einer PWM von $<-30\%$ aus Gang 2 herausbewegen und ein komplettes Kennfeld konnte aufgenommen werden.

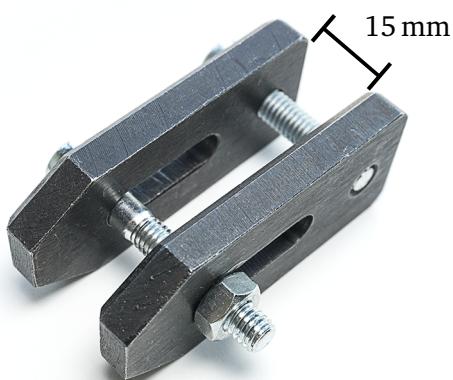
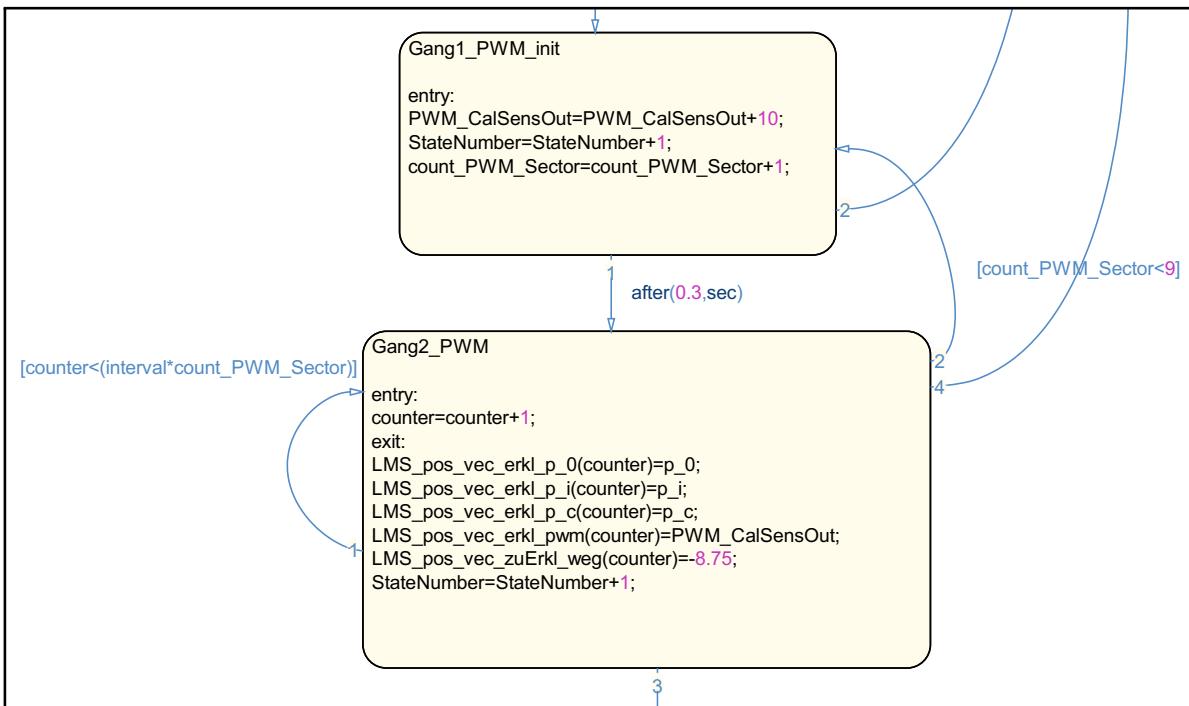


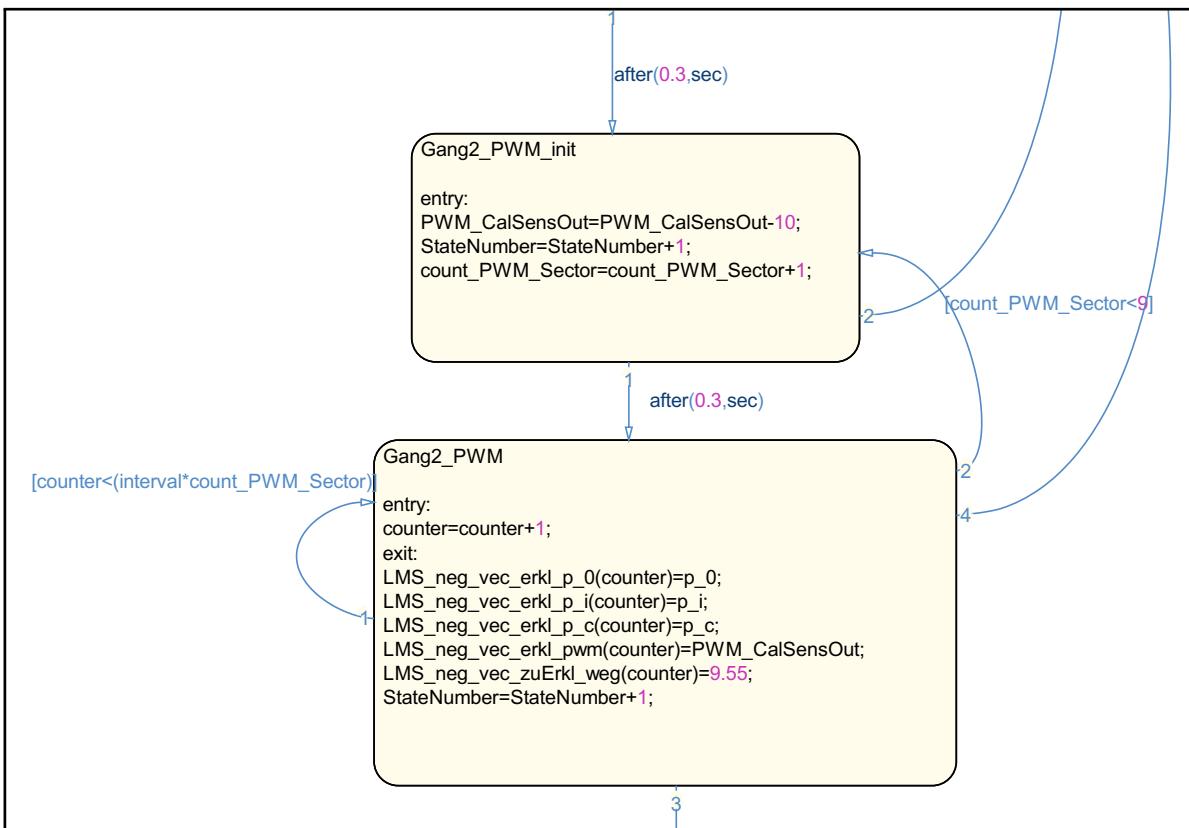
Abbildung 4.27.: Klemme zur Arretierung von Gang 2

Zu Beginn des Algorithmus wird über einen Initialstatus im Zustandsautomaten zunächst Gang eins eingelegt. Anschließend wird ein PWM-Wert von +10% vorgegeben und die Werte von PWM, p_σ , p_i , p_c und Position in die jeweiligen Vektoren geschrieben. Pro PWM-Schritt werden jeweils 75 Werte in die Vektoren geschrieben. Mit einer höheren Anzahl an Messwerten ließe sich zwar die Genauigkeit des Verfahrens verbessern, allerdings konnte für eine Datenverarbeitung in Echtzeit über CONTROLDESK dieser Wert nicht weiter angehoben werden. Die Status-Blöcke, in denen die Vektoren beschrieben werden, sind in Abbildung 4.28 dargestellt.

Folglich wird die PWM-Vorgabe stets um +10% bis zu einem Wert von +90% inkrementiert und über eine mitlaufende Counter-Variable sichergestellt, dass die darauffolgenden Messwerte stets hintereinander in den pos_Vektoren platziert sind. Nachdem die Werte für den letzten PWM-Schritt von +90% in die Vektoren geschrieben worden sind, verfährt der Aktor in Gang zwei. Ein äquivalentes Vorgehen zu Gang eins erfolgt dieses Mal mit einer negativen PWM-Vorgabe. Die jeweiligen Messwerte werden hierbei in die neg_Vektoren geschrieben. Die Abhängigkeit des Positionssignals der einzelnen Gänge vom jeweiligen Tastverhältnis ist in Abbildung 4.21, Abbildung 4.23 und in Abbildung 4.22 dargestellt.



(a) Statusblock, in dem die pos_- Vektoren erstellt werden



(b) Statusblock, in dem die neg_- Vektoren erstellt werden

Abbildung 4.28.: Ausschnitt des Zustandsautomaten zur Kennfeldgenerierung

5 Zusammenfassung und Ausblick

Zusammenfassung

Bevor eine Regelung der Schaltgabelposition möglich war, musste zunächst die Kommunikation zwischen der ROBOTEQ-Box und der MICROAUTOBox mittels CAN-Bus hergestellt werden. Nach dem hardwareseitigen Umbau erfolgte die softwareseitige Implementierung für die Informationsübermittlung in MATLAB/SIMULINK.

Anschließend wurden die einzelnen Komponenten der Strecke des geschlossenen Regelkreises aus regelungstechnischer Sicht beschrieben und Streckenvereinfachungen vorgenommen. Dies diente einem besseren Verständnis des gesamten Systems und dem einfacheren Umgang mit auftretenden Problemen. Schließlich erfolgte die Regelung der Schaltgabelposition. Zunächst wurde ein PID-Regler getestet, der in einer vorangegangenen Arbeit an einem SIMULINK-Modell ausgelegte wurde. Dieser erwies sich allerdings aufgrund seines Dauerschwingens und der auftretenden Totzeiten als unzureichend. Aufgrund dessen wurde ein von uns nach dem Ziegler-Nichols-Verfahren ausgelegter PID-Regler erprobt. Auf Basis dieses Reglerentwurfs erfolgten weitere Reglerauslegung zur sukzessiven Verbesserung des Systemverhaltens. Bei allen Auslegungen waren jedoch die Totzeiten des Gesamtsystems ein Problem. Eine Auswertung dieser Erkenntnis ergab, dass die ROBOTEQ-Box Ursache für dieses unerwünschte Verhalten war. Deswegen und aufgrund eines anderen benötigten Motortreibers durch die simultane Auslegung eines sensorlosen Wegmessverfahrens sollte die ROBOTEQ-Box ersetzt werden. Im Weiteren wurde somit ein IBT_2-Motortreiber verwendet. Ein weiterhin bestehendes Problem war jedoch das Messrauschen des Hallsensors. Um das Positionssignal des Sensors zu glätten, fand eine Überabtastung mit anschließender Mittelwertbildung statt.

Eine erneute Überprüfung mit dem an einem SIMULINK-Modell ausgelegten PID-Regler ergab eine deutliche Minimierung der Totzeit. Zudem viel auf, dass der Regler bei den einzelnen Gangwechseln unterschiedliches Verhalten aufwies. Zum einen ergaben sich lange Ein- sowie Ausregelzeiten, zum anderen ein aggressives Verhalten durch große Schaltkräfte, welche sich durch ein Aufeinanderschlagen von Schaltmuffe und Kupplungskörper sowie Vibrationen des ganzen Prüfstandes bemerkbar machten. Dieses Verhalten ließ sich auf die Nichtlinearitäten der Strecke zurückführen. Diese werden durch die Arretierung der Gänge und der damit verbundenen unterschiedlichen mechanischen Widerstände und durch den unterschiedlichen Aufbau der Getriebestufen hervorgerufen. Ein Schaltvorgang in Gang 1 erfolgt über einen Synchronring, während Gang 2 über eine Klauenkupplung eingelegt wird. Für den Umgang mit diesen Nichtlinearitäten und den dadurch resultierenden wegabhängigen Kraftbedarf wurde eine Störgrößenkompensation ausgelegt. Diese wurde dem auf Basis des Ziegler-Nichols-Verfahrens ausgelegten PID-Regler parallel geschaltet, um die auftretenden Nichtlinearitäten weitgehend zu kompensieren und damit ihren Einfluss zu minimieren. Anschließend erfolgte eine iterative Optimierung des Reglers hinsichtlich der Dynamikanforderungen und der Aggressivität.

Im Gesamten konnte somit die Aggressivität des Reglers minimiert werden. Zu harte Anschläge in den Gängen 1 und 2 wurden vermieden. Zudem konnte die Stellgrößenbegrenzung nahezu eingehalten werden. Lediglich ein fünfprozentiges Überschreiten der Stellgrößenbegrenzung bei einem Gangwechsel von Gang 2 nach Gang 1 wurde als Kompromiss gegenüber der Dynamik der gesamten Strecke eingegangen. Die Schaltzeitanforderungen von unter 100 ms konnten nicht nur eingehalten, sondern deutlich unterboten werden. Auch das bei einem Gangwechsel in Neutralstellung auftretende Überschwingen liegt im

Rahmen des Toleranzbereichs des Ganges. Somit konnte abschließend die Regelung der Schaltgabelposition mittels Hallsensor erfolgreich abgeschlossen werden.

Um eine sensorlose Positionserfassung zu verwirklichen, wurden zuerst die Positions-Induktivitäts-Kennlinien ermittelt und so der lineare Zusammenhang im Arbeitsbereich des Aktors aufgezeigt. Anschließend wurden mögliche Messverfahren entwickelt beziehungsweise recherchiert und bezüglich der Praktikabilität in dieser Anwendung verglichen. Hierbei fiel die Wahl auf ein Messverfahren, welches kein zusätzliches Signal zur Messung benötigt. Dies lag an der Attraktivität der Lösung, da keine zusätzliche Hardware benötigt wird. Danach erfolgte das iterative Auswählen und Testen geeigneter Elektronikkonfigurationen. Dadurch wurde die ROBOTEQ-Box wegen ihrer ausgeprägten PWM-Überschwingungen nach den Spannungssprüngen, welche eine erfolgreiche Messung der Position verhinderten, als mögliche Leistungselektronik verworfen. Stattdessen wurden BTS7960 H-Brücken verwendet um ein PWM-Signal. Zu Testzwecken wurde dieses PWM-Signal zuerst von einem ARDUINO MEGA 2560 zu Verfügung gestellt. Nach einem erfolgreichen Test zur Überprüfung der Qualität des PWM-Leistungssignals wurde die MICROAUTOBox zur Generierung des PWM-Signals verwendet. Anschließend fiel bei der Auswahl einer geeigneten Elektronik zur Spannungsmessung die Wahl auf den Instrumentenverstärker INA111AP. Dieser diente der Erhöhung der Eingangsimpedanz der Messschaltung und Differenzbildung der Eingangsspannungen. Eine anschließende Tiefpassfilterung erfolgte zur Glättung des Signals. Bei der Implementierung der Strommessung wurde auf die Strommessfunktion des BTS7960 zurückgegriffen. Die Messung der *Shunt*-Spannung wurde durch eine Spannungsfolger-Schaltung von der Stromquelle entkoppelt und anschließend über einen Tiefpass gefiltert. Nach dieser Filterung wurden die Messdaten mittels den AD-Wandlern der MICROAUTOBox digitalisiert. Die anschließende Auswertung erfolgte in MATLAB-SIMULINK. Hierbei wurden aus den Messdaten verschiedene Positionssignale generiert. Der Vergleich der Positionssignale ergab, dass eine Positionsbestimmung auf einen Millimeter genau möglich ist. Diese sind jedoch von dem Tastverhältnis abhängig, sodass eine sensorlose Regelung nicht sofort möglich war und deshalb noch nicht implementiert werden konnte.

Ausblick

Im Weiteren sollte die Regelung mit Hilfe des sensorlos ermittelten Positionssignals erfolgen. Dies war zeitlich jedoch nicht mehr möglich. Dennoch ergab sich ein vielversprechendes Konzept. Hinsichtlich der möglichen Verwendung des sensorlosen Positionssignals wäre ein anschließende Untersuchung der Regelung mit entsprechender Anpassung durch eventuell verändertes Verhalten sinnvoll.

Des Weiteren ist eine Erprobung des Reglers bezüglich seiner Robustheit vorteilhaft, da innerhalb dieses Forschungsprojekts die Synchronisierungsvorgänge bei Verwendung verschieden dimensionierter Klauenkupplung untersucht werden sollen. Dadurch ändern sich die Nichtlinearitäten der Strecke, die bei der Störgrößenkompensation beachtet werden müssen.

Durch eine Erhöhung der Windungszahlen der Spulen im Aktor ließe sich die maximale Schaltkraft des Aktors vergrößern. Dadurch besteht die Möglichkeit die Dynamik des Systems durch eine entsprechende Anpassung der Regelung zu verbessern.

Durch eine wünschenswerte Kompakte Bauweise der Schaltaktorikeinheit und zur Generierung des sensorlosen Positionssignals soll ein platzsparender Mikrocontroller verwendet werden. Hierzu wäre eine Implementierung und eventuelle Anpassung des Regelalgorithmus inklusive der Störgrößenkompenstation in Form einer Lookup-Tabelle nötig. Die Anforderungen an diesen Mikrocontroller werden im Weiteren genauer beschrieben.

Um eine Regelung mit einer sensorlosen Positionserfassung zu verwirklichen, muss das Messverfahren so gestaltet werden, dass das Positionssignal vom Tastverhältnis unabhängig ist. Es bietet sich hierfür an, Messperioden mit konstantem Tastverhältnis zu verwenden.

Um die effektive Abtastfrequenz der Positionssignals zu erhöhen, können entweder mehr Messperioden

eingefügt werden oder die Periodendauer des PWM-Signals verringert werden. Letzteres führt jedoch zu einer schlechteren Auflösung der Spannung und des Stroms auf der Zeitachse. Dem kann jedoch entgegengewirkt werden, indem ein AD-Wandler mit einer höheren Abtastfrequenz verwendet wird.

Für eine vollständig temperaturkompensierte Positionssignalgenerierung mit Strommessung muss die Anstiegszeit des Strommesssignals verbessert werden. Dazu gehört eine schnellere Anstiegszeit des digitalen PWM-Ausgangs der Recheneinheit und der Leistungsstufe. Die Anstiegszeit der Operationsverstärker ist für diesen Aktor kurz genug, sollte aber bei einem Wechsel auf einen Aktor mit geringerem Widerstand erneut überprüft werden.

Der nächste logische Schritt im Entwicklungsprozess ist die Implementierung des Messverfahrens an einer Recheneinheit, welche schnell genug arbeitet, um die zuvor genannten Schritte durchzuführen. Hierfür bietet sich ein Mikrocontroller (MC) an. Damit lassen sich auch Lösungen mit integrierter Elektronik realisieren. Mikrocontroller bestehen in der Regel aus einem Mikroprozessor, RAM-Bausteinen, ROM-Bausteinen, Flash-Speicher und einem Input/Output-System [Ryc15]. Zu Letzterem gehören die *General Purpose Input/Output Pins* (GPIOs), die für die jeweilige Funktion konfiguriert werden können. Als weitere Ein- und Ausgabe Pins stehen A/D- und zum Teil D/A-Konverter zur Verfügung. Außerdem besteht die Möglichkeit, *Timer* und *Counter* zu verwenden. Zur Kommunikation kann bei einem Großteil der MC auf Standards wie *UART*, *I²C*, *SPI* und *CAN* zurückgegriffen werden. Für den Anwendungsfall eines eingebettetem Elektronik-Systems für den Schaltaktor am Getriebeprüfstand würde sich ein MC auf einem Entwicklungsboard anbieten, mit welchem eine komfortable Anwendung und trotzdem platzsparende Verschaltung möglich wäre. Zusätzlich können hier weitere Bauteile wie OPVs schon integriert sein. Um ein solches Entwicklungsboard für den Anwendungsbereich auswählen zu können, müssen zunächst die notwendigen und wünschenswerten Funktionen betrachtet werden. Im Folgenden werden einige Anforderungen dazu aufgelistet, die schon jetzt als essentiell angesehen werden können.

- Kurze Anstiegszeiten der Digitalen Outputs für einen auswertbaren PWM Spannungsverlauf von unter $0,3\ \mu\text{s}$
- Hohe Abtastrate der A/D-Wandler von über 3 MS/s
- Benutzerschnittstelle über *USB*
- Spannungsversorgung im Bereich 0 ... 12 V
- Geringe Abmessungen und gute geometrische Integrierbarkeit
- Geringe Kosten
- Gute Verfügbarkeit

Bei der Umsetzung der Positionssignalauswertung von p_σ kann ein C-Code geschrieben werden, der mit Hilfe einer internen *Trigger*-Funktion die steigende Flanke des gewählten PWM-Ausgangs detektiert und hier den Messpunkt, je nach Anstiegszeit, bei t_0 setzt. Denkbar wäre auch die Nutzung eines *Timer Interrupts*, der ebenfalls zur Auslösung des Messereignisses dienen kann. Die Regelung kann ebenfalls im C-Code realisiert werden, indem ein diskreter Regler im Z-Bereich implementiert wird.

Die Entwicklungsplatine NUCLEO-144 von STMICROELECTRONICS mit dem MC STM32F303ZET6 ist zum Beispiel ein mögliches Modell, da hier eine sehr hohe Abtastrate der ADCs von 5 MS/s vorliegt, welche im *Interleaved*-Modus sogar 18 MS/s beträgt [STM17]. Durch integrierte Komparatoren mit einer Ansprechzeit von 50 ns wäre es zudem denkbar, hierüber die Messzeitpunkte der ADCs zu steuern. Zudem verfügt dieser MC laut Hersteller über schnelle Motorsteuerungs-Timer mit einer Zeitauflösung unter 7 ns, was vielversprechend für ein auswertbares PWM-Signal wäre. Der Kern läuft mit einer hohen Frequenz von 72 MHz, womit Rechenoperationen in Echtzeit ermöglicht werden. In Bezug auf den Preis und die Baugröße könnten hier auch enorme Verbesserungen im Vergleich mit der derzeitigen Elektronik erzielt werden.



Literaturverzeichnis

- [Beh13] Ehrhard Behrends. Elementare Stochastik, 2013. URL: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-8348-2331-1>, arXiv:arXiv:1408.4078v1, doi:10.1007/978-3-8348-2331-1.
- [BK08] H. Birkhofer and H. Kloberdanz. Angewandte Produktentwicklung. 2008.
- [CLM16] Mario Carroccia, Felix Lanfermann, and Michael Mehren. *Messtechnische Erweiterung eines Schaltaktorikprüfstandes*. Adp, TU-Darmstadt, 2016.
- [DSp14] DSpace. MicroAutoBox Features, 2014.
- [DSp15] DSpace. MicroAutoBox II - Hardware Installation and Configuration, 2015.
- [DSp16a] DSpace. Reference for RTI CAN MultiMessage Blockset 4.4, 2016.
- [DSp16b] DSpace. RTI CAN MultiMessage Blockset Tutorial, 2016.
- [Hah18] Oliver Hahn. Entwicklung und Test eines elektrodynamischen Linearaktors für Klauenkupplungen in elektrifizierten Antrieben. Technical report, TU-Darmstadt, 2018.
- [HHH⁺09] Gregor Haeberle, Heinz Haeberle, Rudolf Heinzmann, Hans-Walter Jöckel, Rudolf ; Krall, Bernd Schiemann, Siegfried Schmitt, and Klaus Tkotz. *Tabellenbuch Elektrotechnik*. 2009.
- [Hil16] Michael Hilgers. *Getriebe und Antriebsstrang- auslegung*. 2016. doi:10.1007/978-3-658-12759-6.
- [HKW⁺08] Harald Hartl, Edwin Krasser, Gunter Winkler, Wolfgang Pribyl, and Peter Söser. *Elektronische Schaltungstechnik : Buch. Mit Beispielen in PSpice*. München, 2008. URL: http://deposit.d-nb.de/cgi-bin/dokserv?id=3075201&prov=M&dok{__}var=1&dok{__}ext=htm.
- [HS98] R Hartrampf and W Schinköthe. Elektrodynamische Lineardirektantriebe mit integriertem Wegmeßsystem. 1998.
- [HS18] Ekbert Hering and Gert Schönfelder. Sensoren in Wissenschaft und Technik : Funktionsweise und Einsatzgebiete, 2018. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-12562-2>.
- [INA02] INA. Zwischenringe für Mehrkonus-Synchronisationen. page 31, 2002.
- [KCH11] Hanfried Kerle, Burkhard Corves, and Mathias Hüsing. Getriebetechnik : Grundlagen, Entwicklung und Anwendung ungleichmäßig übersetzender Getriebe, 2011. URL: http://deposit.d-nb.de/cgi-bin/dokserv?id=3867756&prov=M&dok{__}var=1&dok{__}ext=htm.
- [Kir07] Eckhard Kirchner. Leistungsübertragung in Fahrzeuggetrieben : Grundlagen der Auslegung, Entwicklung und Validierung von Fahrzeuggetrieben und deren Komponenten, 2007. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-35292-1>.
- [Kon15] Ulrich Konigorski. Skript zur Vorlesung Systemdynamik und Regelungstechnik I, 2015.
- [Lun16] Jan Lunze. Regelungstechnik 1 : Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen, 2016. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-662-52678-1>.

-
- [MF11] Franz Moeller and Heinrich Frohne. Grundlagen der Elektrotechnik : mit 36 Tabellen, 2011.
URL: <http://deposit.d-nb.de/cgi-bin/dokserv?id=3494937&prov=M&dok{var=1}&dok{ext=htm}>.
- [Pah07] Gerhard Pahl. Konstruktionslehre : Grundlagen erfolgreicher Produktentwicklung Methoden und Anwendung, 2007. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-540-34061-4>.
- [Rob17] Roboteq. Advanced Brushed and Brushless Digital Motor Controllers User Manual V1.8, 2017.
- [Rob18a] Roboteq. CAN Networking on Roboteq Controllers, 2018. URL: <https://www.roboteq.com/index.php/applications/100-how-to/157-canbus-on-roboteq>.
- [Rob18b] Roboteq. MDC1230/MDC1460 Motor Controller Datasheet, 2018.
- [Ryc15] Matthias Rychetsky. Skript zur Vorlesung Microprocessor Systems, 2015.
- [Sta16] Statista. Dossier Elektromobilität. Technical report, 2016. URL: <https://de.statista.com/statistik/studie/id/6547/dokument/elektromobilitaet/>.
- [STM17] STMicroelectronics. UM1974 User manual STM32 Nucleo-144 boards. (December), 2017. URL: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/user{manual/group0/26/49/90/2e/33/0d/4a/da/DM00244518/files/DM00244518.pdf/jcr:content/translations/en.DM00244518.pdf>.
- [TR14] Hans-Rolf R Tränkler and Leonhard M. Reindl. *Sensortechnik: Handbuch für Praxis und Wissenschaft*. VDI-Buch. Springer, Berlin, 2014.
- [WBB05] Heinz Wörn, Uwe Brinkschulte, and Uwe Brinkschulte. Echtzeitsysteme : Grundlagen, Funktionsweisen, Anwendungen, 2005. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/b139050>.
- [Wel04] Christian Welk. *Detektion interner sensorischer Eigenschaften von elektrodynamischen Lineardirektantrieben*. PhD thesis, Stuttgart, 2004.
- [ZS14] Werner Zimmermann and Ralf Schmidgall. Bussysteme in der Fahrzeugtechnik : Protokolle, Standards und Softwarearchitektur, 2014. URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-658-02419-2>.

A Datenblätter

A.1 Auszug aus dem Datenblatt der BTS 7960 H-Brücke



High Current PN Half Bridge
NovalithIC™

BTS 7960B

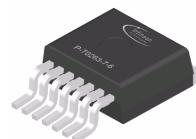
BTS 7960P

Product Summary

The **BTS 7960** is a fully integrated high current half bridge for motor drive applications. It is part of the **NovalithIC™** family containing one p-channel highside MOSFET and one n-channel lowside MOSFET with an integrated driver IC in one package. Due to the p-channel highside switch the need for a charge pump is eliminated thus minimizing EMI. Interfacing to a microcontroller is made easy by the integrated driver IC which features logic level inputs, diagnosis with current sense, slew rate adjustment, dead time generation and protection against overtemperature, overvoltage, undervoltage, overcurrent and short circuit.

The **BTS 7960** provides a cost optimized solution for protected high current PWM motor drives with very low board space consumption.

BTS 7960B
P-TO-263-7



BTS 7960P
P-TO-220-7



Basic Features

- Path resistance of typ. 16 mΩ @ 25 °C
- Low quiescent current of typ. 7 µA @ 25 °C
- PWM capability of up to 25 kHz combined with active freewheeling
- Switched mode current limitation for reduced power dissipation in overcurrent
- Current limitation level of 43 A typ.
- Status flag diagnosis with current sense capability
- Overtemperature shut down with latch behaviour
- Overvoltage lock out
- Undervoltage shut down
- Driver circuit with logic level inputs
- Adjustable slew rates for optimized EMI

Type	Ordering Code	Package
BTS 7960B	Q67060-S6160	P-TO-263-7
BTS 7960P	on request	P-TO-220-7

1 Overview

The **BTS 7960** is part of the **NovalithIC™** family containing three separate chips in one package: One p-channel highside MOSFET and one n-channel lowside MOSFET together with a driver IC, forming a fully integrated high current half-bridge. All three chips are mounted on one common leadframe, using the chip on chip and chip by chip technology. The power switches utilize vertical MOS technologies to ensure optimum on state resistance. Due to the p-channel highside switch the need for a charge pump is eliminated thus minimizing EMI. Interfacing to a microcontroller is made easy by the integrated driver IC which features logic level inputs, diagnosis with current sense, slew rate adjustment, dead time generation and protection against overtemperature, overvoltage, undervoltage, overcurrent and short circuit. The BTS 7960 can be combined with other BTS 7960 to form H-bridge and 3-phase drive configurations.

1.1 Block Diagram

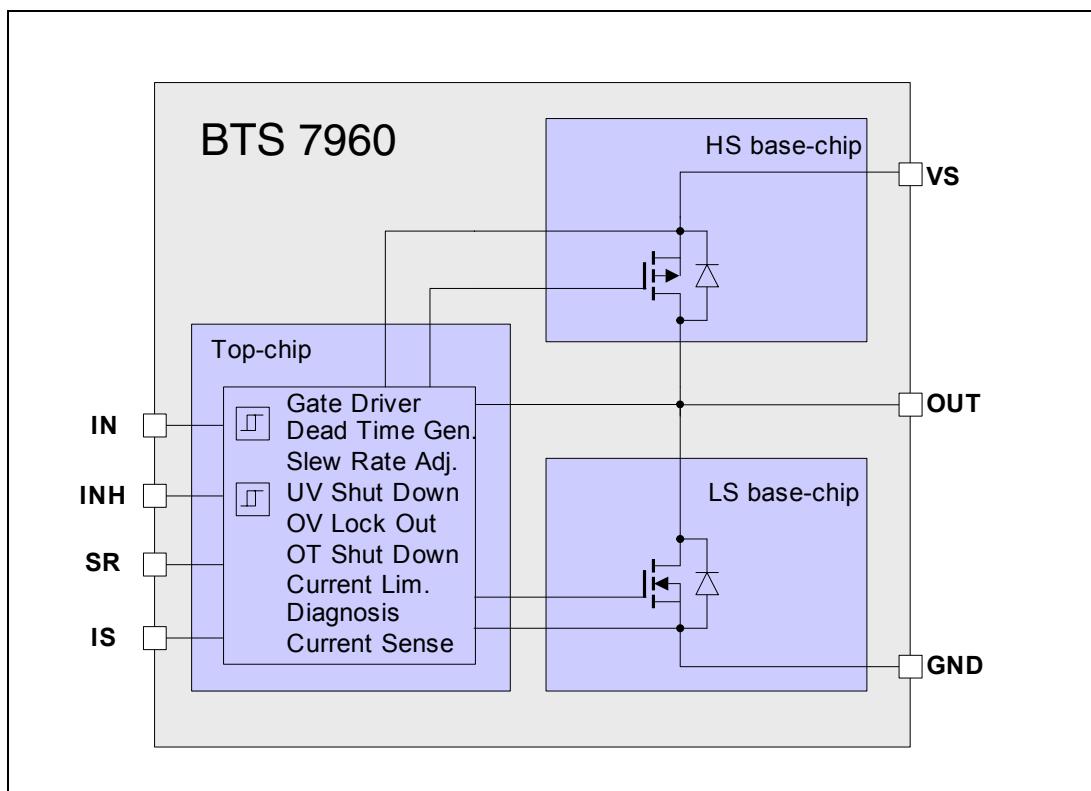


Figure 1 Block Diagram

1.2 Terms

Following figure shows the terms used in this data sheet.

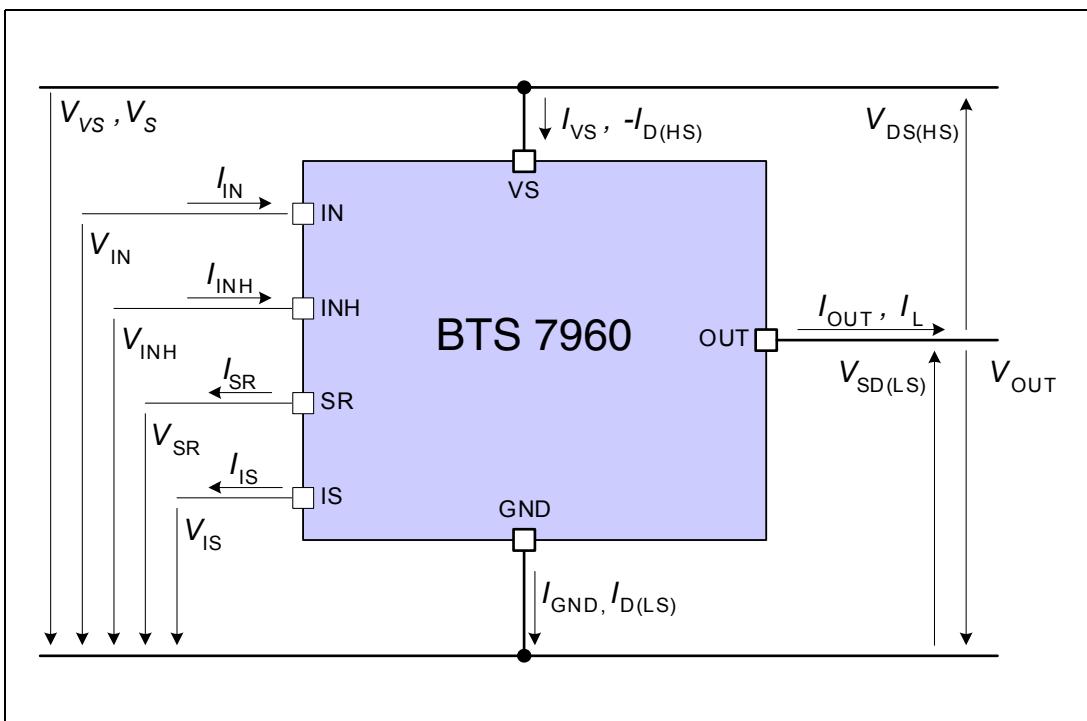


Figure 2 Terms

2 Pin Configuration

2.1 Pin Assignment

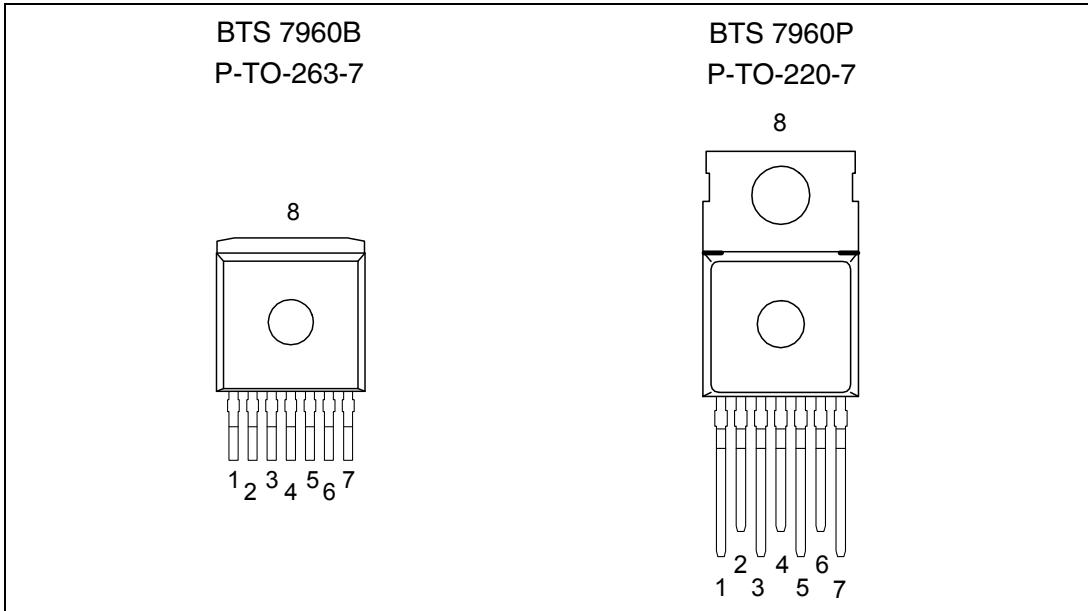


Figure 3 Pin Assignment BTS 7960B and BTS 7960P (top view)

2.2 Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	I/O	Function
1	GND	-	Ground
2	IN	I	Input Defines whether high- or lowside switch is activated
3	INH	I	Inhibit When set to low device goes in sleep mode
4,8	OUT	O	Power output of the bridge
5	SR	I	Slew Rate The slew rate of the power switches can be adjusted by connecting a resistor between SR and GND
6	IS	O	Current Sense and Diagnosis
7	VS	-	Supply

Bold type: pin needs power wiring



High Current PN Half Bridge BTS 7960

Maximum Ratings

3 Maximum Ratings

-40 °C < T_j < 150 °C (unless otherwise specified)

Pos	Parameter	Symbol	Limits		Unit	Test Condition
			min	max		
Electrical Maximum Ratings						
3.0.1	Supply voltage	V_{VS}	-0.3	45	V	
3.0.2	Logic Input Voltage	V_{IN} V_{INH}	-0.3	5.3	V	
3.0.3	HS/LS continuous drain current	$I_{D(HS)}$ $I_{D(LS)}$	-40	40 ¹⁾	A	$T_C < 85^\circ\text{C}$ switch active
3.0.4	HS pulsed drain current	$I_{D(HS)}$	-60	60 ¹⁾	A	$T_C < 85^\circ\text{C}$
3.0.5	LS pulsed drain current	$I_{D(LS)}$	-60	60 ¹⁾	A	$t_{pulse} = 10\text{ms}$
3.0.6	Voltage at SR pin	V_{SR}	-0.3	1.0	V	
3.0.7	Voltage between VS and IS pin	$V_{VS} - V_{IS}$	-0.3	45	V	
3.0.8	Voltage at IS pin	V_{IS}	-20	45	V	
Thermal Maximum Ratings						
3.0.9	Junction temperature	T_j	-40	150	°C	
3.0.10	Storage temperature	T_{stg}	-55	150	°C	
ESD Susceptibility						
3.0.11	ESD susceptibility HBM IN, INH, SR, IS OUT, GND, VS	V_{ESD}	-2 -6	2 6	kV	according to EIA/ JESD 22-A 114B

¹⁾ Maximum reachable current may be smaller depending on current limitation level

Note: Maximum ratings are absolute ratings; exceeding any one of these values may cause irreversible damage to the device. Exposure to maximum rating conditions for extended periods of time may affect device reliability



High Current PN Half Bridge BTS 7960

Block Description and Characteristics

4 Block Description and Characteristics

4.1 Supply Characteristics

$-40^{\circ}\text{C} < T_j < 150^{\circ}\text{C}$, $8\text{ V} < V_S < 18\text{ V}$, $I_L = 0\text{A}$ (unless otherwise specified)

Pos.	Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Conditions
			min.	typ.	max.		
General							
4.1.1	Operating Voltage	V_S	5.5	—	27.5	V	
4.1.2	Supply Current	$I_{VS(on)}$	—	2	3	mA	$V_{INH} = 5\text{ V}$ $V_{IN} = 0\text{ V}$ or 5 V $R_{SR}=0\Omega$ DC-mode normal operation (no fault condition)
4.1.3	Quiescent Current	$I_{VS(off)}$	—	7	15	μA	$V_{INH} = 0\text{ V}$ $V_{IN} = 0\text{ V}$ or 5 V $T_j < 85^{\circ}\text{C}$
			—	—	65	μA	$V_{INH} = 0\text{ V}$ $V_{IN} = 0\text{ V}$ or 5 V

4.2.2 Switching Times

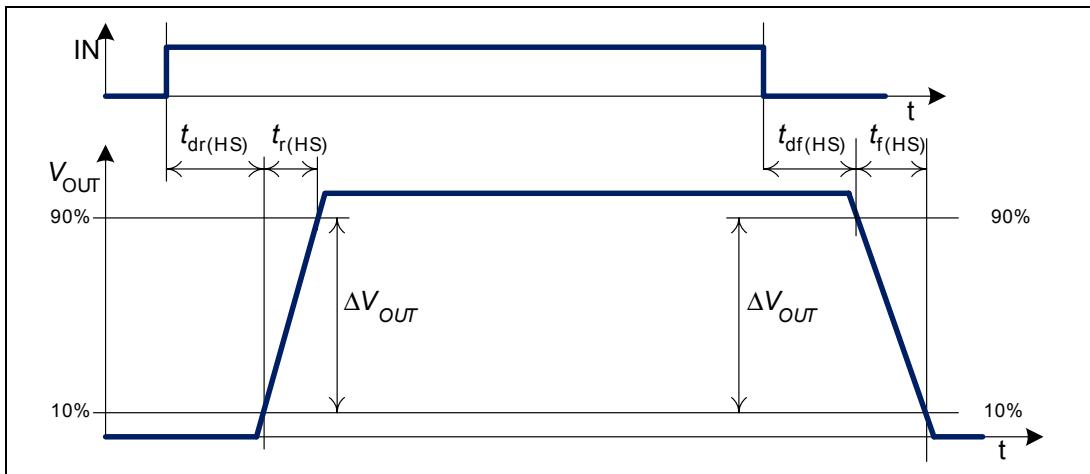


Figure 5 **Definition of switching times high side (R_{load} to GND)**

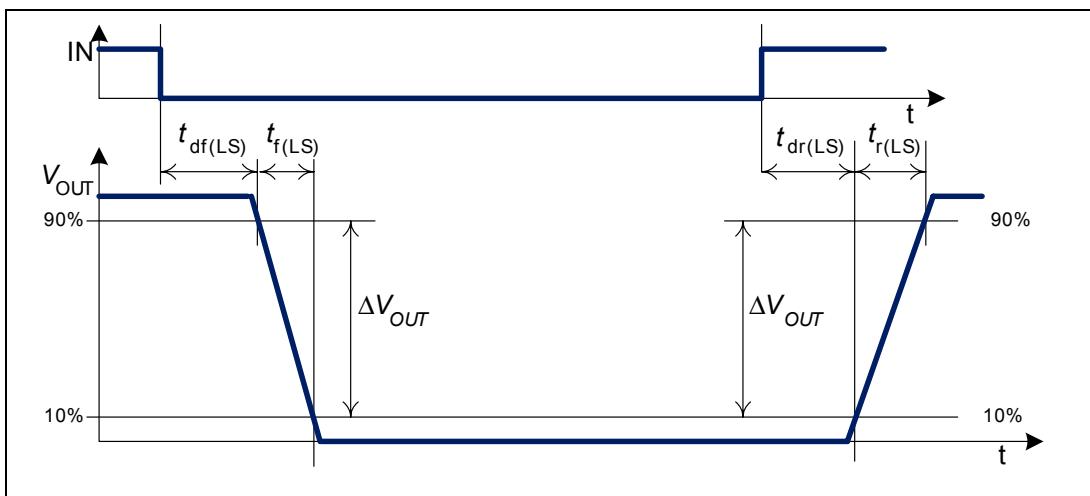


Figure 6 **Definition of switching times low side (R_{load} to VS)**

Due to the timing differences for the rising and the falling edge there will be a slight difference between the length of the input pulse and the length of the output pulse. It can be calculated using the following formulas:

- $\Delta t_{HS} = (t_{dr(HS)} + 0.5 t_{r(HS)}) - (t_{df(HS)} + 0.5 t_{f(HS)})$
- $\Delta t_{LS} = (t_{df(LS)} + 0.5 t_{r(LS)}) - (t_{dr(LS)} + 0.5 t_{f(LS)})$.



High Current PN Half Bridge BTS 7960

Block Description and Characteristics

4.2.3 Power Stages - Dynamic Characteristics

-40 °C < T_j < 150 °C, $V_S = 13.5$ V, $R_{load} = 2\Omega$ (unless otherwise specified)

Pos.	Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Conditions
			min.	typ.	max.		
High Side Switch Dynamic Characteristics							
4.2.7	Rise-time of HS	$t_r(HS)$	0.5 — 2.8	1 2 7	1.5 — 11	μs	$R_{SR} = 0 \Omega$ $R_{SR} = 5.1 \text{ k}\Omega$ $R_{SR} = 51 \text{ k}\Omega$
4.2.8	Slew rate HS on	$\Delta V_{OUT}/t_r(HS)$	— — —	11 6 1.6	— — —	V/μs	$R_{SR} = 0 \Omega$ $R_{SR} = 5.1 \text{ k}\Omega$ $R_{SR} = 51 \text{ k}\Omega$
4.2.9	Switch on delay time HS	$t_{dr(HS)}$	1.7 — 5.6	3.1 4.4 14	4.5 — 22.4	μs	$R_{SR} = 0 \Omega$ $R_{SR} = 5.1 \text{ k}\Omega$ $R_{SR} = 51 \text{ k}\Omega$
4.2.10	Fall-time of HS	$t_f(HS)$	0.5 — 2.8	1 2 7	1.5 — 11	μs	$R_{SR} = 0 \Omega$ $R_{SR} = 5.1 \text{ k}\Omega$ $R_{SR} = 51 \text{ k}\Omega$
4.2.11	Slew rate HS off	$-\Delta V_{OUT}/t_f(HS)$	— — —	11 6 1.6	— — —	V/μs	$R_{SR} = 0 \Omega$ $R_{SR} = 5.1 \text{ k}\Omega$ $R_{SR} = 51 \text{ k}\Omega$
4.2.12	Switch off delay time HS	$t_{df(HS)}$	1.2 — 4	2.4 3.4 10	3.6 — 16	μs	$R_{SR} = 0 \Omega$ $R_{SR} = 5.1 \text{ k}\Omega$ $R_{SR} = 51 \text{ k}\Omega$



4.4 Control and Diagnostics

4.4.1 Input Circuit

The control inputs IN and INH consist of TTL/CMOS compatible schmitt triggers with hysteresis which control the integrated gate drivers for the MOSFETs. Setting the INH pin to high enables the device. In this condition one of the two power switches is switched on depending on the status of the IN pin. To deactivate both switches, the INH pin has to be set to low. No external driver is needed. The BTS 7960 can be interfaced directly to a microcontroller.

4.4.2 Dead Time Generation

In bridge applications it has to be assured that the highside and lowside MOSFET are not conducting at the same time, connecting directly the battery voltage to GND. This is assured by a circuit in the driver IC, generating a so called dead time between switching off one MOSFET and switching on the other. The dead time generated in the driver IC is automatically adjusted to the selected slew rate.

4.4.3 Adjustable Slew Rate

In order to optimize electromagnetic emission, the switching speed of the MOSFETs is adjustable by an external resistor. The slew rate pin SR allows the user to optimize the balance between emission and power dissipation within his own application by connecting an external resistor R_{SR} to GND.

4.4.4 Status Flag Diagnosis With Current Sense Capability

The status pin IS is used as a combined current sense and error flag output. In normal operation (current sense mode), a current source is connected to the status pin, which delivers a current proportional to the forward load current flowing through the active high side switch. If the high side switch is inactive or the current is flowing in the reverse direction no current will be driven except for a marginal leakage current $I_{IS(LK)}$. The external resistor R_{IS} determines the voltage per output current. E.g. with the nominal value of 8500 for the current sense ratio $k_{ILIS} = I_L / I_{IS}$, a resistor value of $R_{IS} = 1\text{k}\Omega$ leads to $V_{IS} = (I_L / 8.5 \text{ A})V$. In case of a fault condition the status output is connected to a current source which is independent of the load current and provides $I_{IS(lim)}$. The maximum voltage at the IS pin is determined by the choice of the external resistor and the supply voltage. In case of current limitation the $I_{IS(lim)}$ is activated for $2 * t_{CLS}$.

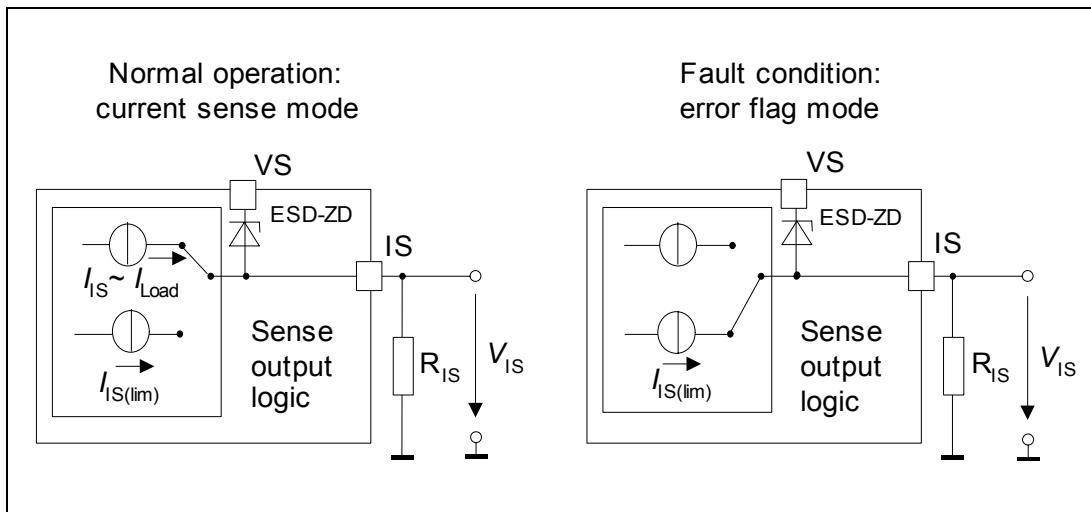


Figure 10 Sense current and fault current

A.2 Auszug aus dem Datenblatt des INA111 Instrumentenverstärker



**BURR - BROWN®
BB**



INA111

**High Speed FET-Input
INSTRUMENTATION AMPLIFIER**

FEATURES

- FET INPUT: $I_b = 20\text{pA}$ max
- HIGH SPEED: $T_s = 4\mu\text{s}$ ($G = 100, 0.01\%$)
- LOW OFFSET VOLTAGE: $500\mu\text{V}$ max
- LOW OFFSET VOLTAGE DRIFT: $5\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ max
- HIGH COMMON-MODE REJECTION: 106dB min
- 8-PIN PLASTIC DIP, SOL-16 SOIC

DESCRIPTION

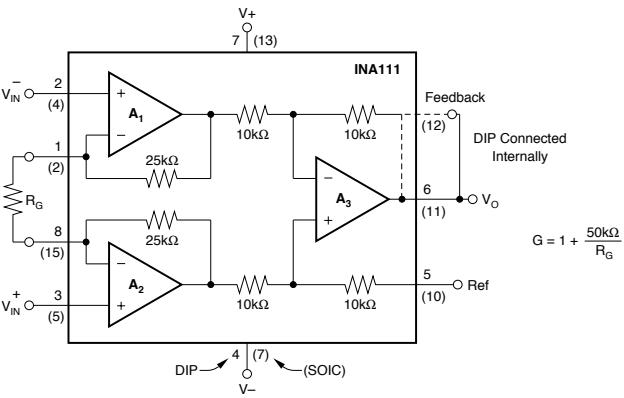
The INA111 is a high speed, FET-input instrumentation amplifier offering excellent performance.

The INA111 uses a current-feedback topology providing extended bandwidth (2MHz at $G = 10$) and fast settling time (4 μs to 0.01% at $G = 100$). A single external resistor sets any gain from 1 to over 1000. Offset voltage and drift are laser trimmed for excellent DC accuracy. The INA111's FET inputs reduce input bias current to under 20pA, simplifying input filtering and limiting circuitry.

The INA111 is available in 8-pin plastic DIP, and SOL-16 surface-mount packages, specified for the -40°C to $+85^\circ\text{C}$ temperature range.

APPLICATIONS

- MEDICAL INSTRUMENTATION
- DATA ACQUISITION



The diagram shows the internal circuit of the INA111. It consists of three operational amplifiers (A₁, A₂, A₃) configured as a current feedback amplifier. The non-inverting input (pin 4) is connected to V_+ through a $10\text{k}\Omega$ resistor. The inverting input (pin 2) is connected to V_- through a $10\text{k}\Omega$ resistor. The output of A₁ is connected to the non-inverting input of A₂ through a $25\text{k}\Omega$ resistor. The inverting input of A₂ is connected to its non-inverting input through a $25\text{k}\Omega$ resistor. The output of A₂ is connected to the non-inverting input of A₃ through a $10\text{k}\Omega$ resistor. The inverting input of A₃ is connected to its non-inverting input through a $10\text{k}\Omega$ resistor. The output of A₃ is V_O . A feedback line from pin 12 (Feedback) goes to the inverting input of A₁ through a $10\text{k}\Omega$ resistor. A resistor R_G is connected between pins 1 and 8. Pin 5 (Ref) is connected to ground. Pin 7 (V₊) is connected to V_+ and pin 13 (V₊) is connected to V_+ . Pin 11 (V_O) is connected to V_O and pin 10 (Ref) is connected to Ref. The package is shown as DIP (top) and SOIC (bottom).

International Airport Industrial Park • Mailing Address: PO Box 11400, Tucson, AZ 85734 • Street Address: 6730 S. Tucson Blvd., Tucson, AZ 85706 • Tel: (520) 746-1111 • Twx: 910-952-1111
Internet: <http://www.burr-brown.com/> • FAXLine: (800) 548-6133 (US/Canada Only) • Cable: BBRCORP • Telex: 066-6491 • FAX: (520) 889-1510 • Immediate Product Info: (800) 548-6132

SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 15\text{V}$, $R_L = 2\text{k}\Omega$, unless otherwise noted.

PARAMETER	CONDITIONS	INA111BP, BU			INA111AP, AU			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
INPUT								
Offset Voltage, RTI Initial vs Temperature vs Power Supply	$T_A = +25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{MIN}} \text{ to } T_{\text{MAX}}$ $V_S = \pm 6\text{V} \text{ to } \pm 18\text{V}$		$\pm 100 \pm 500/\text{G}$ $\pm 2 \pm 10/\text{G}$ $2 + 10/\text{G}$ $10^{12} \text{ II } 6$ $10^{12} \text{ II } 3$	$\pm 500 \pm 2000/\text{G}$ $\pm 5 \pm 100/\text{G}$ $30 + 100/\text{G}$		$\pm 200 \pm 500/\text{G}$ $\pm 2 \pm 20/\text{G}$ *	$\pm 1000 \pm 5000/\text{G}$ $\pm 10 \pm 100/\text{G}$ *	μV $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $\mu\text{V/V}$ $\Omega \text{ II } \text{pF}$ $\Omega \text{ II } \text{pF}$ V
Impedance, Differential Common-Mode								
Input Common-Mode Range	$V_{\text{DIFF}} = 0\text{V}$	± 10	± 12		*	*		
Common-Mode Rejection	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{V}$, $\Delta R_S = 1\text{k}\Omega$							
	G = 1 G = 10 G = 100 G = 1000	80 96 106 106	90 110 115 115		75 90 100 100	*		
BIAS CURRENT			± 2	± 20		*	*	pA
OFFSET CURRENT			± 0.1	± 10		*	*	pA
NOISE VOLTAGE, RTI	$G = 1000$, $R_S = 0\Omega$							
f = 100Hz f = 1kHz f = 10kHz $f_g = 0.1\text{Hz} \text{ to } 10\text{Hz}$ Noise Current f = 10kHz			13 10 10 1 0.8			*		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ $\mu\text{Vp-p}$ $\text{fA}/\sqrt{\text{Hz}}$
GAIN								
Gain Equation Range of Gain Gain Error		1	$1 + (50\text{k}\Omega/R_G)$	10000 ± 0.01 ± 0.02 ± 0.1 ± 0.5 ± 0.15 ± 0.25 ± 1 ± 25 ± 10 ± 100	*	*	*	V/V V/V
Gain vs Temperature 50k Ω Resistance ⁽¹⁾	$G = 1$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ $G = 10$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ $G = 100$, $R_L = 10\text{k}\Omega$ $G = 1000$, $R_L = 10\text{k}\Omega$						0.05 *	% %
Nonlinearity	$G = 1$ G = 10 G = 100 G = 1000		± 0.0005 ± 0.001 ± 0.001 ± 0.005	± 0.005 ± 0.005 ± 0.005 ± 0.02		*	*	ppm/ $^\circ\text{C}$ ppm/ $^\circ\text{C}$
OUTPUT								
Voltage Load Capacitance Stability Short Circuit Current	$I_O = 5\text{mA}$, $T_{\text{MIN}} \text{ to } T_{\text{MAX}}$	± 11	± 12.7 1000 $+30/-25$		*	*		V pF mA
FREQUENCY RESPONSE								
Bandwidth, -3dB	$G = 1$ G = 10 G = 100 G = 1000		2 2 450 50			*		MHz MHz kHz kHz
Slew Rate	$V_O = \pm 10\text{V}$, $G = 2 \text{ to } 100$		17			*		V/ μs
Settling Time, 0.01%	$G = 1$ G = 10 G = 100 G = 1000		2 2 4 30			*		μs μs μs μs
Overload Recovery	50% Overdrive		1			*		μs
POWER SUPPLY								
Voltage Range Current	$V_{IN} = 0\text{V}$	± 6	± 15 ± 3.3	± 18 ± 4.5	*	*	*	V mA
TEMPERATURE RANGE								
Specification Operating θ_{JA}		-40 -40		85 125	*		*	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C/W}$
			100		*			

* Specification same as INA111BP.

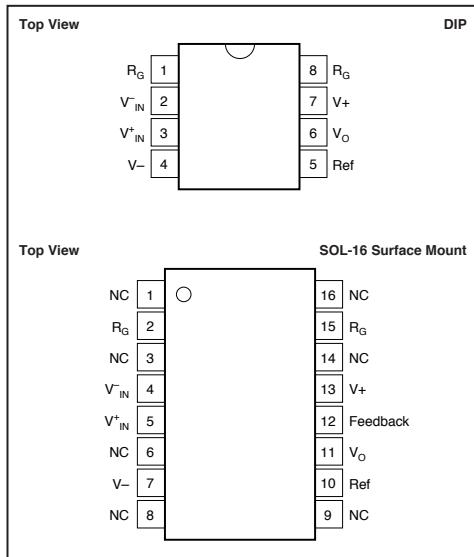
NOTE: (1) Temperature coefficient of the "50k Ω " term in the gain equation.

The information provided herein is believed to be reliable; however, BURR-BROWN assumes no responsibility for inaccuracies or omissions. BURR-BROWN assumes no responsibility for the use of this information, and all use of such information shall be entirely at the user's own risk. Prices and specifications are subject to change without notice. No patent rights or licenses to any of the circuits described herein are implied or granted to any third party. BURR-BROWN does not authorize or warrant any BURR-BROWN product for use in life support devices and/or systems.



INA111

PIN CONFIGURATIONS



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS⁽¹⁾

Supply Voltage	$\pm 18V$
Input Voltage Range	(V-) -0.7V to (V+) +15V
Output Short-Circuit (to ground)	Continuous
Operating Temperature	-40°C to +125°C
Storage Temperature	-40°C to +125°C
Junction Temperature	+150°C
Lead Temperature (soldering, 10s)	+300°C

NOTE: Stresses above these ratings may cause permanent damage.



ELECTROSTATIC DISCHARGE SENSITIVITY

This integrated circuit can be damaged by ESD. Burr-Brown recommends that all integrated circuits be handled with appropriate precautions. Failure to observe proper handling and installation procedures can cause damage.

ESD damage can range from subtle performance degradation to complete device failure. Precision integrated circuits may be more susceptible to damage because very small parametric changes could cause the device not to meet its published specifications.

ORDERING INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	TEMPERATURE RANGE
INA111AP	8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C
INA111BP	8-Pin Plastic DIP	-40°C to +85°C
INA111AU	SOL-16 Surface-Mount	-40°C to +85°C
INA111BU	SOL-16 Surface-Mount	-40°C to +85°C

PACKAGE INFORMATION

PRODUCT	PACKAGE	PACKAGE DRAWING NUMBER ⁽¹⁾
INA111AP	8-Pin Plastic DIP	006
INA111BP	8-Pin Plastic DIP	006
INA111AU	16-Pin Surface Mount	211
INA111BU	16-Pin Surface Mount	211

NOTE: (1) For detailed drawing and dimension table, please see end of data sheet, or Appendix C of Burr-Brown IC Data Book.

A.3 Auszug aus dem Datenblatt des TL074ACN OPV

Product
FolderOrder
NowTechnical
DocumentsTools &
SoftwareSupport &
CommunityTL071, TL071A, TL071B
TL072, TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B, TL072M, TL074M

SLOS080N – SEPTEMBER 1978 – REVISED JULY 2017

TL07xx Low-Noise JFET-Input Operational Amplifiers

1 Features

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion: 0.003% (Typical)
- Low Noise
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ (Typical) at $f = 1 \text{ kHz}$
- High-Input Impedance: JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate: 13 V/ μs (Typical)
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}

2 Applications

- Motor Integrated Systems: UPS
- Drives and Control Solutions: AC Inverter and VF Drives
- Renewables: Solar Inverters
- Pro Audio Mixers
- DLP Front Projection System
- Oscilloscopes

3 Description

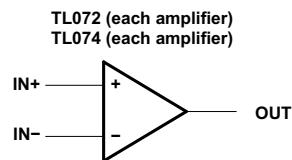
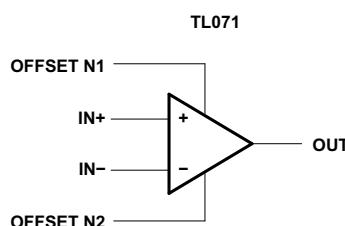
The TL07xx JFET-input operational amplifiers incorporate well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low-input bias and offset currents, and low offset-voltage temperature coefficient. The low harmonic distortion and low noise make the TL07x series ideally suited for high-fidelity and audio pre-amplifier applications. The TL071 device has offset pins to support external input offset correction.

Device Information⁽¹⁾

PART NUMBER	PACKAGE	BODY SIZE (NOM)
TL07xxD	SOIC (14)	8.65 mm x 3.91 mm
	SOIC (8)	4.90 mm x 3.90 mm
TL07xxJG	CDIP (8)	9.59 mm x 6.67 mm
TL074xJ	CDIP (14)	19.56 mm x 6.92 mm
TL07xxP	PDIP (8)	9.59 mm x 6.35 mm
TL07xxPS	SO (8)	6.20 mm x 5.30 mm
TL074xN	PDIP (14)	19.3 mm x 6.35 mm
TL074xNS	SO (14)	10.30 mm x 5.30 mm
TL07xxPW	TSSOP (8)	4.40 mm x 3.00 mm
TL074xPW	TSSOP (14)	5.00 mm x 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

Logic Symbols

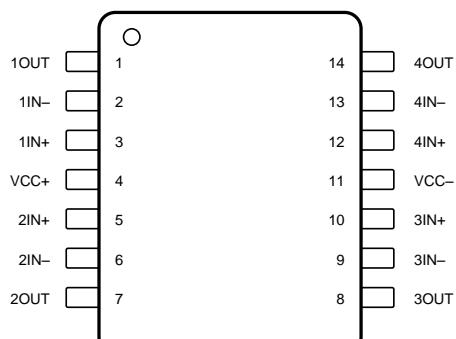


Copyright © 2017, Texas Instruments Incorporated



An IMPORTANT NOTICE at the end of this data sheet addresses availability, warranty, changes, use in safety-critical applications, intellectual property matters and other important disclaimers. PRODUCTION DATA.

**TL074 D, N, NS, PW, J, and W Packages
14-Pin SOIC, PDIP, SO, TSSOP, CDIP and CFP
Top View**



Not to scale

Pin Functions: TL074x

PIN		I/O	DESCRIPTION
NAME	NO.		
1IN–	2	I	Inverting input
1IN+	3	I	Noninverting input
1OUT	1	O	Output
2IN–	6	I	Inverting input
2IN+	5	I	Noninverting input
2OUT	7	O	Output
3IN–	9	I	Inverting input
3IN+	10	I	Noninverting input
3OUT	8	O	Output
4IN–	13	I	Inverting input
4IN+	12	I	Noninverting input
4OUT	14	O	Output
V _{CC} –	11	—	Power supply
V _{CC} +	4	—	Power supply



B C- und Matlab-Code

B.1 C-Code in Arduino IDE für Experimentieraufbau mit Microcontroller

```
1 // Praeprozessor-Direktiven (Pin Zuweisung)
2 #define RPWM    4
3 #define LPWM    13
4 #define E_RPWM   52
5 #define E_LPWM   53
6
7 void setup() {
8     TCCR0B = (TCCR0B & 0b11111000) | 0x02; // PWM-Frequenz auf 7812.50 Hz
9     Serial.begin(9600); // Initialisierung der seriellen Schnittstelle mit Baudrate
10    9600 bps
11    Serial.println("Bitte PWM Tastgrad zwischen 0 und 100 fuer negativen Strom
12    eingeben (Richtung Gang 1).");
13    Serial.println("101 bis 200 fuer positiven Strom eingeben (Richtung Gang 2).");
14    Serial.println("0 ^= 0, 101^=1, 1^=-1");
15    pinMode(E_RPWM, OUTPUT); // Pin 52 als DO konfiguriert
16    pinMode(E_LPWM, OUTPUT); // Pin 53 als DO konfiguriert
17    pinMode(RPWM, OUTPUT); // Pin 4 als DO konfiguriert
18    pinMode(LPWM, OUTPUT); // Pin 13 als DO konfiguriert
19 }
20
21 // Initialisierung der Variablen
22 int tastgrad = 0;
23 int pwm = 0;
24
25 void loop() {
26     int pretastgrad = tastgrad;
27     if (Serial.available()>0) {
28         tastgrad = Serial.parseInt();
29     // Abfrage und Ausfuehrung negativer PWM
30     if (tastgrad<100 && tastgrad>-1){
31         E_LPWM == HIGH;
32         E_RPWM == LOW;
33         pwm = tastgrad *2.55;
34         Serial.print("PWM Duty cycle: -");
35         Serial.print(tastgrad);
36         Serial.println(" %");
37         analogWrite(RPWM, 0);
38         analogWrite(LPWM, pwm);
39     }
40     // Abfrage und Ausfuehrung positiver PWM
41     else if(tastgrad>100 && tastgrad<201){
42         E_RPWM == HIGH;
43         E_LPWM == LOW;
44         pwm = (tastgrad-100)*2.55;
45         Serial.print("PWM Duty cycle: +");
46         Serial.print(tastgrad-100);
47         Serial.println(" %");
48         analogWrite(LPWM, 0);
49         analogWrite(RPWM, pwm);
50 }
```

```

48     }
49 // Abfrage fuer fehlerhafte Eingabe
50     else if(tastgrad<0 || tastgrad >200){
51         Serial.print("Ausserhalb des Bereiches");
52         tastgrad = pretastgrad;
53     }
54 }
55 }
```

B.2 Matlab-Funktion zur Positionssignalgenerierung

```

1 function [p_0,p_i,p_c] = posSignal(u1_V,pwm_tast,En_PWM_pos,En_PWM_neg
2 ,i_A_pos,i_A_neg)
3 % numeric indicates which values could have to be changed after
4 % changing the setup
5 %% check if positive or negative voltage
6 i_A = NaN(length(i_A_pos),1);
7 if (En_PWM_pos == 0 && En_PWM_neg == 0)
8     p_0 = NaN;
9     p_i = NaN;
10    p_c = NaN;
11    return
12 elseif En_PWM_pos == 1
13     i_A = i_A_pos;
14 elseif En_PWM_neg == 1
15     u1_V = -u1_V;
16     i_A = i_A_neg;
17 end
18 %% find "on time" of pwm of u1_V
19 %% shift vector circular
20 u1_V_z_1 = circshift(u1_V,1);
21 %% difference between shifted and non shifted
22 du1 = u1_V - u1_V_z_1;
23 %% find first element bigger than 1
24 ind_rise_u_logic = du1(:) > 1; % numeric
25 ind_rise_u = find(ind_rise_u_logic);
26 %% ensure that ind_rise_u is not empty
27 if isempty(ind_rise_u)
28     ind_rise_u = 1;
29 end
30 %% find start of pwm for u
31 ind_pwm_u_0 = ind_rise_u(1) + 3; % numeric
32 %% repeat to avoid index out of bounds error
33 u1_V_rep = repmat(u1_V,2,1);
34 i_A = repmat(i_A,2,1);
35 %% calc p_0
36 p_0 = 2*u1_V_rep(ind_pwm_u_0)/13.8 - 1;
37 %% calc p_i
```

```

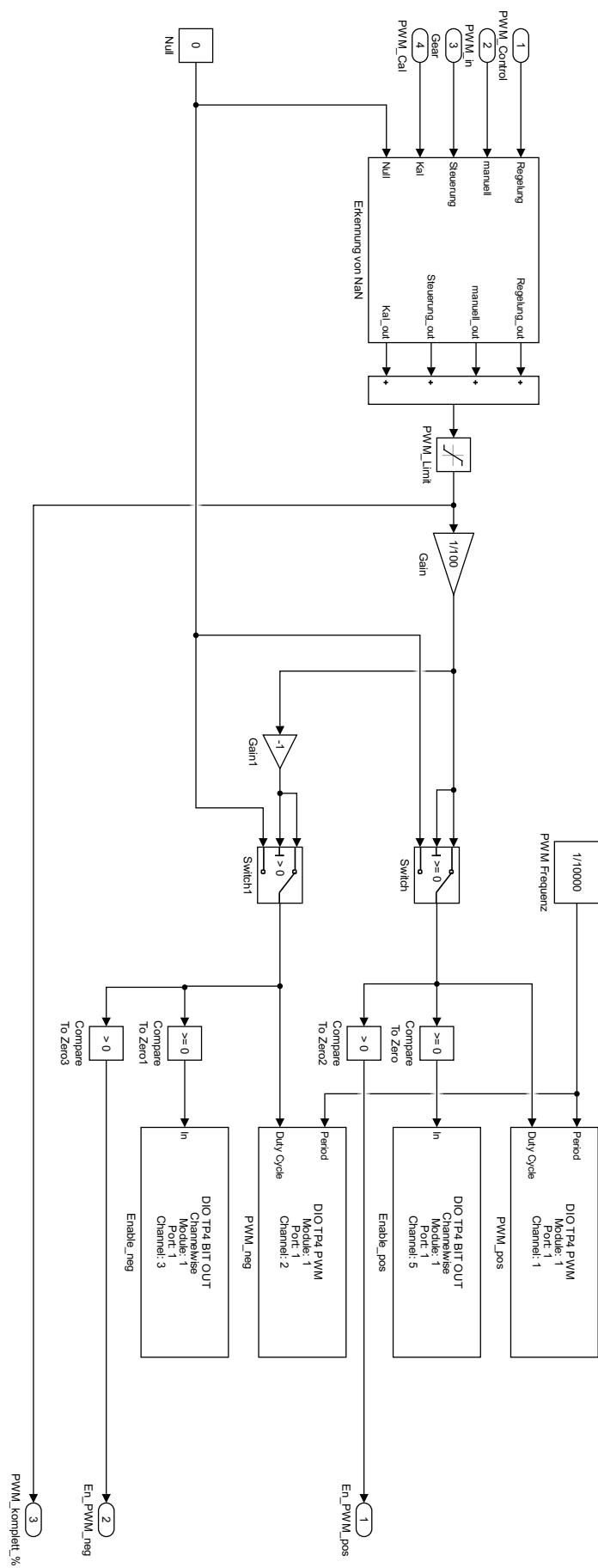
36 p_i = 2*((u1_V(ind_pwm_u_0))*i_A(ind_pwm_u_0+1) - u1_V(ind_pwm_u_0+1)*
    i_A(ind_pwm_u_0)) / (13.8*(i_A(ind_pwm_u_0+1) - i_A(ind_pwm_u_0))) *
    - 1;
37 %% calc p_c
38 % resistance of one coil
39 R = 0.183;
40 % inductance of one coil at middle stance
41 L = 0.202*10^-3;
42 % time constant
43 tau = L/R;
44 % period of PWM signal
45 T = 100*10^-6;
46 % transform pwm from +-% to 0...1
47 pwm_tast = abs(pwm_tast)/100;
48 % c_+
49 c_plus = 13.8/(2*R) * (1-exp((1-pwm_tast)*T/tau)) / (exp((1-pwm_tast)*
    T/tau)-exp(-pwm_tast*T/tau));
50 % p_c
51 p_c = L/(R*c_plus)*(13.8/2 - u1_V(ind_pwm_u_0));
52 end

```



C Simulink-Blockschaltbilder

Abbildung C.1.: Digital Output zur PWM-Signalerzeugung



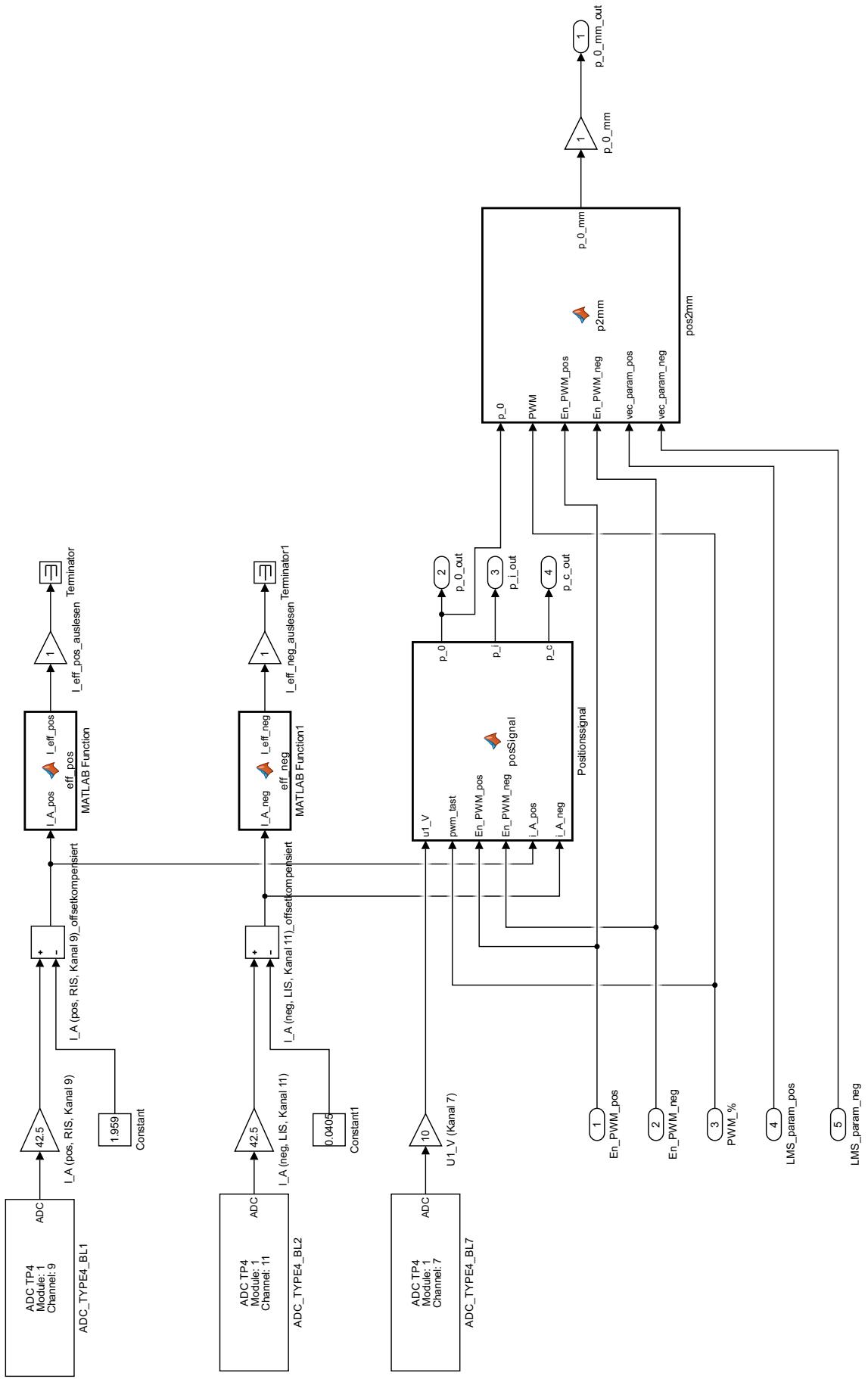


Abbildung C.2.: Analog Digital Wandler mit Signalverarbeitung



D Einrichtung der CAN-Kommunikation

Im Folgenden sind die benötigten Arbeitsschritte zur Erstellung des Simulink-Modells für die Kommunikation mit dem Motorcontroller über CAN beschrieben. Dabei wurden zur besseren Lesbarkeit die Namen der Blöcke abgekürzt und zum Beispiel der Zusatz *RTI CAN MultiMessage* weggelassen, mit dem die meisten hier aufgeführten Blöcke beginnen. Alle nicht erwähnten Optionen und Menüs sind auf den Standardeinstellungen zu belassen.

1. Das verwendete Simulink-Modell muss abgespeichert sein und sich im aktuellen Arbeitspfad von Matlab befinden.
2. Der *GeneralSetup*-Block muss erstellt werden. Dieser enthält automatisch den aktuellen Arbeitspfad, in dem weitere Dateien erstellt werden. Es müssen keine Einstellungen geändert werden.
3. Als nächstes ist der *ControllerSetup*-Block zu erstellen. Die für diese Anwendung einzige von den Standardeinstellungen abweichende Konfiguration ist die Baudrate. Hier ist die in Abschnitt 3.1.1 festgelegte Bitrate von 1 Mbit/s = 1000 kbit/s einzutragen. Optional kann der Name des Controllers geändert werden.
4. Zuletzt ist der *Main*-Block zu erstellen, in dem der Großteil der zu ändernden Einstellungen vorgenommen wird.
 - a) Im Menü *General Settings* kann wieder der Name des Blocks geändert werden. Der zuvor erstellte Controller sollte bereits ausgewählt sein. Wichtig ist zudem, unter *Database* eine Datei vom Typ *Data Base CAN (.dbc)* auszuwählen, die die möglichen zu verarbeitenden Signale beschreibt. Die hier verwendete DBC-Datei ist im Anschluss an diese Auflistung beschrieben.
 - b) Im Menü *Messages: Choose Messages: TX Messages* werden die zu sendenden Nachrichten ausgewählt. In diesem Fall ist nur die Nachricht *ID1_RPDO_1* auszuwählen, die wie bereits beschrieben die PWM-Vorgabe enthalten soll.
 - c) Analog zum vorherigen Punkt wird im Menü *Messages: Choose Messages: RX Messages* die Nachricht *ID1_TPDO_1* als einzige zu empfangene ausgewählt. In dieser sollen die Rückmeldung über die aktuelle PWM-Einstellung sowie der Motorstrom enthalten sein.
 - d) Im Menü *Messages: Triggering: Cycle Times: TX Cycle Time* ist erneut die Nachricht *ID1_RPDO_1* auszuwählen. Dies legt fest, dass die Nachricht in einem festen Intervall gesendet wird und dass für die Intervallzeit ein Eingang am Simulink-Block erstellt wird.
 - e) *Signals: Model Signals (TX)* werden die Signale der zu sendenden Nachrichten ausgewählt, die über einen Eingang im Simulink-Modell spezifiziert werden sollen. In diesem Fall sind das alle verfügbaren Signale, auch wenn es nur ein einziges für die PWM-Vorgabe gibt.
 - f) Zuletzt werden im Menü *Signals: Model Signals (RX)* die empfangenen Signale ausgewählt, die über einen Ausgang ans Simulink-Modell weitergegeben werden sollen. Hier sind ebenfalls alle Signale zu wählen, in diesem Falle sind dies zwei.
 - g) Durch klicken auf *Apply* und *Create* werden alle Einstellungen übernommen. Es werden automatisch die Blöcke *Triggering to RTICANMM* und *Mapping to RTICANMM* erstellt und mit dem *Main*-Block verbunden.
5. Der soeben generierte *Mapping*-Block hat aktuell keinen Eingang. Um über ein Eingangssignal eine Vorgabe für die zu sendenden Daten machen zu können, muss dieser von Hand erstellt werden.

Dazu muss im Block und im darin enthaltenen Subsystem jeweils ein *In* erstellt werden. Der im Subsystem enthaltene *Ground*-Block ist zu löschen und durch den Eingang zu ersetzen.

6. Zuallerletzt ist der Umgang mit den Empfangenen Nachrichten zu beachten.

- a) Der *Main*-Block hat nur einen Ausgang, der beide relevanten Signale beinhaltet. Um diese einzeln verarbeiten zu können, sind sie mit einem *Demux*-Block mit zwei Ausgängen zu trennen.
- b) Die Rückmeldung des PWM-Wertes liegt auf dem ersten Ausgang. Der Motorcontroller gibt dabei Werte zwischen 0 und 1000 an, was 0–100% entspricht. Um also mit der aktuellen PWM-Einstellung in Prozent weiterzuarbeiten, ist ein *Gain*-Block mit einer Verstärkung von 0,1 hinter den Ausgang zu schalten.
- c) Ebenso ist das Signal des Motorstrom aus dem zweiten Ausgang des *Demux* so skaliert, dass 1 A einem Wert von 10 entspricht. Daher ist hier ein identischer *Gain*-Block zu verschalten.