

Masterarbeit

Julian Potthoff

Entwicklung eines Drehmomentsensors und Einbindung in
das hybride Antriebssystem eines Pedelec

Julian Potthoff

Entwicklung eines Drehmomentsensors und Einbindung in das hybride Antriebssystem eines Pedelec

Masterarbeit eingereicht im Rahmen der Masterprüfung
im Studiengang *Master of Science Automatisierung*
am Department Informations- und Elektrotechnik
der Fakultät Technik und Informatik
der Hochschule für Angewandte Wissenschaften Hamburg

Betreuender Prüfer: Prof. Dr.-Ing. Michael Röther
Zweitgutachter: Prof. Dr.-Ing. Florian Wenck

Eingereicht am: 02. Dezember 2020

Julian Potthoff

Thema der Arbeit

Entwicklung eines Drehmomentsensors und Einbindung in das hybride Antriebssystem eines Pedelec

Stichworte

Drehmomentsensor, Dehnungsmessstreifen, Antriebsregelung, Pedelec, Microcontroller

Kurzzusammenfassung

Diese Arbeit befasst sich mit der Entwicklung eines (nachrüstbaren) Drehmomentsensors für Umrüstungskits von Pedelecs, welcher zur Verbesserung des Antriebsverhaltens in die Antriebsregelung integriert wird.

Julian Potthoff

Title of Thesis

Development of a torque sensor and implementation in the hybrid drive train of a pedelec

Keywords

Torque sensor, strain gauge, drive control, pedelec, microcontroller

Abstract

Inside this report, the development of a torque sensor for a pedelec conversion kit is described. The torque sensor will be used to improve the pedelec's drive control behavior.

Zusammenfassung

Im Rahmen dieser Arbeit wird ein Drehmomentsensor entwickelt und in das hybride Antriebssystem eines umgerüsteten Pedelecs integriert. Dieser soll die vom Fahrradfahrenden aufgewendete Antriebskraft ermitteln, um die Motorleistung bedarfsgerecht zu dosieren und so zu einem verbesserten Fahrgefühl beitragen.

Nach Festlegung des anzuwendenden Messprinzips werden der Messgrößenaufnehmer und der Messumformer entwickelt und untersucht. Im weiteren Verlauf wird ein mathematisches Modell des Fahrrad-Antriebsstranges aufgestellt, eine Systemidentifikation durchgeführt und ein Antriebsregler entworfen.

Die Regelung mit Drehmomentsensor wird schließlich erprobt und der vorinstallierten Konstantleistungsregelung gegenübergestellt und verglichen.

Summary

Within the scope of this thesis, a torque sensor is developed and integrated into the drive control of a converted Pedelec. This sensor is meant to measure the drivers' pedaling torque in order to dispense the motor power as required and thus contribute to an improved driving experience.

A mathematical model of the bicycle drive train is then derived, a system identification is carried out and a drive controller is designed.

Finally, the control with the torque sensor is tested and compared to the pre-installed constant power control.

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	viii
Tabellenverzeichnis	xi
Abkürzungen	xii
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und Zielsetzung	1
1.2 Aufbau der Arbeit	2
2 Grundlagen	3
2.1 Kräftemessung mit DMS	3
2.1.1 Mathematische Beschreibung der Dehnung eines Materials	3
2.1.2 Der k-Faktor eines DMS	5
2.1.3 Die Wheatstone'sche Brückenschaltung	5
2.2 Mathematisches Modell des Pedelec-Systems	6
2.2.1 Mathematisches Modell des Elektroantriebs	7
2.2.2 Mathematisches Modell des Antriebsstrangs	7
2.2.3 Mathematisches Modell des Treibers	8
2.2.4 Mathematisches Gesamtmodell	9
3 Stand der Technik und bestehendes System	10
4 Anforderungen	13
4.1 Anforderungen Pedelec	13
4.2 Anforderungen Drehmomentsensor	13
4.3 Anforderungen Antriebsregelung	14
5 Konzeption und Design	15
5.1 Auswertung des Sensorsignals	17

5.2	Auswahl der DMS	19
5.3	Firmware der Steuereinheit	19
5.4	Entwurf des Messumformers Version 1 (ein zunächst untauglicher Versuch)	21
5.4.1	Schaltplan und Platinenlayout	21
5.4.2	Test des Messumformers	22
5.5	Entwurf des Messumformers Version 2	25
5.5.1	Schaltplan und Platinenlayout	27
5.5.2	Test des Messumformers	30
5.6	Überarbeitung des Konzeptes	31
5.7	Test des Messaufnehmers V2 mit Messumformer V2	37
6	Umsetzung	39
6.1	Einrichtung der Messstelle	39
6.1.1	Einrichtung nach ursprünglichem Konzept	39
6.1.2	Einrichtung nach überarbeitetem Konzept mit Messaufnehmer V2	40
6.1.3	Überprüfung der Messstelle	44
6.2	Kalibrierung des Messumformers	45
6.2.1	Aufnahme der Kennlinie $U_d = f(M_{Kurbel})$	46
6.2.2	Validierung der Kennlinie $U_d = f(M_{Kurbel})$ mittels Umkehrfunktion	46
6.2.3	Aufnahme der Kennlinie $U_d = f(I_{Motor})$	51
6.3	Entwurf des Regelungsalgorithmus	52
6.3.1	Systemidentifikation	54
6.3.2	Reglerauslegung	64
6.3.3	Sollwert-Generator	70
6.3.4	Simulationsmodell	71
6.4	Implementierung	74
6.4.1	Implementierung der Drehmomentsensorauswertung	76
6.4.2	Implementierung des Sollwertgenerators	76
6.4.3	Implementierung des Stromreglers	77
7	Test und Bewertung	82
7.1	Test von PAS und Bremsabschaltung	82
7.2	Test der Geschwindigkeitsabschaltung	83
7.3	Test der Unterstützungsstufen	84
7.4	Vergleich mit originalem Regler	87
7.5	Bewertung	89

8 Fazit und Ausblick	90
Literaturverzeichnis	92
A Anhang	95
A.1 Inhalt des Datenträgers	95
A.2 Parameterwerte	96
A.3 Bilder des Gesamtsystems	96
Glossar	99
Selbstständigkeitserklärung	100

Abbildungsverzeichnis

2.1	Illustration der Querkontraktion [18, S. 256]	4
2.2	Schaltplan und Formeln zur Beschreibung der DMS-Vollbrücke mit je zweifacher Längs- und Querdehnungsmessung [12]	6
2.3	Blockschaltbild des Gesamtsystems	9
3.1	Technologieschema des ursprünglichen Systems	11
3.2	Technologieschema des mittels FC erweiterten Systems	12
5.1	Biegemomente und Messstelle am Fahrradrahmen [9]	16
5.2	Prinzipielle DMS-Anordnung zur Axialkräftemessung eines Stabes [11]	17
5.3	Schematisches Funktionsprinzip der Signalmaximierung einer DMS-Vollbrücke mit je zweifacher Längs- und Querdehnungsmessung	18
5.4	Flowchart der originalen FC-Firmware	20
5.5	Entwicklungsplatine des ADS1115	22
5.6	Schaltplan der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für ADS1115	23
5.7	Platinenlayout der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für ADS1115, Streifenraster (rot = top, blau = bottom, \otimes = Auftrennung der Leiterbahn bottom)	24
5.8	Testmessung mit ADS1115 bei Pedalbelastung mit Körpergewicht, Verstärkung: 16 ($\pm 256 mV$)	24
5.9	Schaltbild eines Instrumentationsverstärkers [23, S. 1192]	26
5.10	Schaltbild eines Instrumentationsverstärkers, erweitert für asymmetrischen Betrieb mit Nullpunktgleich	26
5.11	Schaltplan Version 2 der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für HX711	28
5.12	Messverstärkung und Offset-Trimmung des verbesserten Messumformers mit INA128	29
5.13	Platinenlayout der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für HX711, Streifenraster (rot = top, blau = bottom, \otimes = Auftrennung der Leiterbahn bottom)	29

5.14	Prototypplatine des Messumformers V2	30
5.15	Testmessung mit INA128 und HX711 bei Pedalbelastung mit Körpergewicht, Verstärkungen: 10,52 und 128	31
5.16	Ausfallende des Fahrrades (Schema)	33
5.17	CAD-Modell und Funktionsprinzip des Messaufnehmers V2	34
5.18	Simulation der Spannungsanalyse des Messaufnehmers V2 bei Einwirken von 1 Nm an der Hinterradachse	35
5.19	Signalflussdiagramm des Pedelec	36
5.20	Testmessung direkt am Brückenausgang U_d bei stoßweiser Pedalbelastung mit Körpergewicht	38
6.1	Messstelle nach ursprünglichem Konzept mit den DMS R_1, R_2 vorderseitig und R_3, R_4 rückseitig (nicht sichtbar)	40
6.2	Messaufnehmer V2 nach überarbeitetem Konzept mit den applizierten DMS R_1, R_2 vorderseitig und R_3, R_4 rückseitig (nicht sichtbar)	42
6.3	Messstelle nach überarbeitetem Konzept mit den DMS R_1, R_2 vorderseitig und R_3, R_4 rückseitig (nicht sichtbar)	43
6.4	Kennlinienfeld der Messreihe $U_{d,v1} = f(m_{Pedal})$	47
6.5	Approximationen Kennlinie $\bar{U}_{d,v1} = f(m_{Pedal})$	48
6.6	Ermittlung der Pedallast anhand der Umkehrfunktion 6.5	49
6.7	Ermittlung der Pedallast anhand der Umkehrfunktion 6.6	50
6.8	Einfluss des Motors auf die Brückenausgangsspannung $U_{d,v1}$	52
6.9	Blockschaltbild des normierten Antriebssystems	54
6.10	Sprungantwort des blockierten Motors zur Identifikation von Ankerstromkreis inkl. Treiber	56
6.11	U/I-Kennlinie zur Bestimmung des Anker-Ersatzwiderstandes	57
6.12	Bewertung der Parameterschätzung von Ankerstromkreis inkl. Treiber	59
6.13	Stufen-Sprungantwort bis $u_{St} = 50\%$	61
6.14	Sprungantwort Motor: Vergleich von Messung und Simulation	62
6.15	Sprungantwort Pedelec: Vergleich von Messung und Simulation	63
6.16	Blockschaltbild des normierten Antriebssystems mit U_q -Kompensation	67
6.17	Führungssprungantwort Stromregelkreis: Vergleich von Messung und Simulation bei blockiertem Motor	68
6.18	Führungssprungantwort Stromregelkreis: Vergleich von Messung und Simulation bei Nennlast	69
6.19	Bodediagramm des offenen Regelkreises	71

6.20	Blockschaltbild des Pedelec-Antriebstrangs	72
6.21	Blockschaltbild des Stromreglers	73
6.22	Blockschaltbild des Sollwertgenerators	73
6.23	Blockschaltbild des Gesamtsystems	74
6.24	Flowchart der überarbeiteten FC-Firmware mit Drehmomentsensor	75
6.25	<code>factor_speed</code> zur Geschwindigkeitsabschaltung	79
7.1	Test des Pedelecs: Abschaltung bei aktiver Bremse bzw. bei Kadenz = 0	83
7.2	Test des Pedelecs: Abschaltung bei maximal zulässiger Geschwindigkeit	84
7.3	Test des Pedelecs: Auswirkung unterschiedlicher Unterstützungsstufen	85
7.4	Führungsgrößen w_i mit Auswahl verschiedener Schrittweitenfaktoren K_{sup}	85
7.5	Vergleich von originalem Konstantleistungsregler und entwickeltem Stromregler mit Drehmomentsensor (ohne Rekuperation); $Z_{sup} = 2$	88
A.1	Seitenansicht des Pedelecs (links)	97
A.2	Seitenansicht des Pedelecs (rechts)	97
A.3	Detailansicht der Drehmomentsensor-Messstelle	98

Tabellenverzeichnis

5.1	Vergleich von Instrumentationsverstärker-Realisierungsvarianten (Auswahl)	27
6.1	Überprüfung der Messstelle nach Konzept V2	45
6.2	Aufnahme der Kennlinie $U_{d,v1} = f(m_{Pedal}) \sim U_d = f(M_{Kurbel})$	46
6.3	Geschätzte Systemparameter von Treiber und Ankerstromkreis	58
6.4	Übersicht Systemparameter (* = empirisch korrigiert)	65
A.1	Übersicht System- und Normierungsparameter (* = empirisch korrigiert) .	96

Abkürzungen

BLDC Brushless Direct Current.

CLI Command Line Interface.

DMS Dehnungsmessstreifen.

FC ForumsController.

ISR Interrupt Service Routine.

Pedelec Pedal Electric Cycle.

1 Einleitung

1.1 Motivation und Zielsetzung

Pedal Electric Cycle (Pedelec)s erfreuen sich heutzutage immer größerer Beliebtheit. Ein Pedelec ist ein hybrides Antriebssystem, bei dem die Antriebsleistungen durch den Menschen und einen elektrischen Motor koordiniert werden müssen. Dies ist die größte Herausforderung bei der Entwicklung eines Pedelecs.

Es gibt sie als fertige Systeme im Handel zu kaufen, jedoch selten für unter 1.000 €. Mit Umrüstkits existiert die Möglichkeit, sein eigenes Fahrrad für verhältnismäßig kleines Geld in ein Pedelec zu verwandeln. Aufgrund des geringeren Preises müssen im Vergleich zu den hochpreisigen Fertig-Pedelecs jedoch Abstriche gemacht werden. Letztere verwenden in der Regel einen Mittelmotor¹, der durch das vom Fahrenden über die Tretkurbeln in die Tretlagerwelle eingeleitete Drehmoment gesteuert wird. Zur Erfassung dieses Drehmoments ist an der Tretkurbel ein Drehmomentsensor verbaut. Dieses drehmomentgesteuerte Antriebssystem führt zu einem sehr harmonischen Fahrverhalten, da die Unterstützung passend zur Belastung des Fahrenden dosiert wird.

Die mittels Umrüstkit realisierten Pedelecs werden zumeist durch Nabenmotoren in einem der Laufräder angetrieben und nutzen keinen Drehmomentsensor, sondern lediglich eine Magnetscheibe mit Hallsensor zur Erfassung der Kadenz (sog. PAS). Wenn die Kadenz > 0 ist, wird dem Motor Leistung entsprechend der gewählten Unterstützungsstufe $0 \leq P \leq P_{Nenn}$ zugeführt. Durch dieses Verhalten erfährt der Fahrende einen Anschub, durch welchen er oftmals „ins Leere“ tritt, da die Umdrehungsfrequenz des Motors und damit des angetriebenen Rades nach kurzer Zeit bereits höher ist, als die im aktuellen Gang durch Pedalieren erreichbare Umdrehungsfrequenz. Ein gemütliches, langsames Treten ist somit nicht möglich, da die Motorleistung nicht dem Bedarf entsprechend geregelt wird. Ebenso erfährt der Fahrende keine erhöhte Unterstützung bei stärkerer Belastung, beispielsweise bei Steigungsfahrten. Der Fahrkomfort dieser Umrüstkits steht

¹Motor, der am Tretlager verbaut ist und beim Pedalieren direkt an der Tretlagerwelle unterstützt.

dem der teuren kommerziellen Pedelecs daher um einiges nach. An dieser Stelle knüpft diese Arbeit an: Ziel ist es, einen nachrüstbaren Drehmomentsensor zu entwickeln, mit dessen Hilfe die vom Fahrenden aufgebrauchte Antriebskraft/-drehmoment zu bestimmen und diese Informationen für ein besseres Fahrverhalten zu nutzen.

1.2 Aufbau der Arbeit

In Kapitel 2 werden die Grundlagen zur Kräftermessung mit **Dehnungsmessstreifen** (DMS) und die mathematische Modellierung relevanter Komponenten des Pedelec-Systems dargestellt. In Kapitel 3 wird auf den Stand der Technik und das bestehende System als Ausgangsbasis dieser Arbeit eingegangen. Die Anforderungen an die zu entwickelnden Komponenten werden in Kapitel 4 aufgeführt. Die Konzeption und das Design erfolgen in Kapitel 5. In Kapitel 6 erfolgt die Umsetzung der Konzeption und in Kapitel 7 wird das entwickelte System getestet und bewertet. Ein Fazit und ein Ausblick werden in Kapitel 8 formuliert.

2 Grundlagen

2.1 Krätemessung mit DMS

Die Messung des Drehmoments an der Tretkurbel erfolgt mittels DMS. Nähere Einzelheiten hierzu folgen in Kapitel 5, während in den folgenden Abschnitten zunächst Grundlagen zu DMS vermittelt werden.

Bei DMS handelt es sich um Messeinrichtungen, die auf Dehnungs- bzw. Stauchungsverformungen mit einer Veränderung ihres elektrischen Widerstands reagieren. So lassen sich DMS in Aufnehmern für mechanische Verformung, Druck, Kraft und Drehmoment einsetzen.

2.1.1 Mathematische Beschreibung der Dehnung eines Materials

Die Dehnung $\epsilon = \frac{\Delta l}{l_0}$ beschreibt das Maß für die relative Längenänderung $\Delta l = l - l_0$ eines Materials bei Krafteinwirkung bezogen auf die Grundlänge l_0 im unbelasteten Zustand. Für $\epsilon > 0$ handelt es sich um eine Streckung (Zunahme der Dehnung), für $\epsilon < 0$ handelt es sich um eine Stauchung.

Der Zusammenhang zwischen der Dehnung ϵ und ihrer Ursache wird durch den Elastizitätsmodul E beschrieben [18, S. 71]. Diese Materialkonstante ergibt sich direkt aus den Bindungspotentialen, hergeleitet in [18, Kap. 2.4.1].

Für das Material des verwendeten Fahrradrahmens (Stahl) gilt $E \approx 200 \cdot 10^9 \frac{N}{m^2}$ [18, S. 255].

In der Regel gilt $E \approx const.$, daher lässt sich die Dehnung in Zug- oder Druckrichtung durch folgendes Gesetz beschreiben [18, S. 255]:

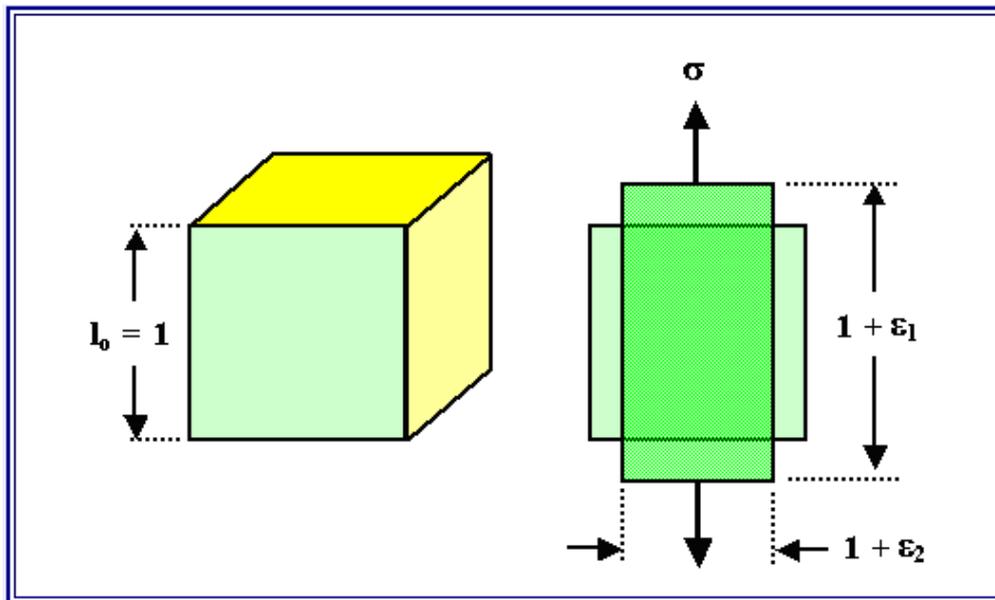


Abbildung 2.1: Illustration der Querkontraktion [18, S. 256]

$$\epsilon = \frac{1}{E} \cdot \sigma \quad (2.1)$$

Dabei ist σ die mechanische Spannung, definiert als Kraft pro Fläche [18, S. 70]:

$$\sigma = \frac{F}{A}, [\sigma] = 1Pa = 1\frac{N}{m^2} \quad (2.2)$$

Die einachsige elastische Verformung, die am Fahrradrahmen gemessen werden soll, lässt sich allerdings nicht vollständig durch den Elastizitätsmodul E beschreiben. Bei auftretenden Zug-/Druckkräften wird ein Körper nicht nur länger/kürzer, sondern auch dünner/dicker, da sich die Dichte des Materials nicht nennenswert ändern kann. Das Volumen muss also konstant bleiben. Dieses Phänomen bezeichnet man als *Querkontraktion* [18, S. 255 f.].

Betrachtet man den Zugversuch eines Quaders der Seitenlänge $l_0 = 1$ in Abbildung 2.1, lassen sich zwei Längenänderungen beschreiben:

- In Zugrichtung:

$$l_z = l_0 + \epsilon_1, \text{ Längsdehnung bestimmt zu } \epsilon_1 = \frac{1}{E} \cdot \sigma \quad (2.3)$$

- Querkontraktion:

$$l_x = l_y = l_0 + \epsilon_2 \quad (2.4)$$

Im offensichtlich negativen ϵ_2 steckt das Phänomen der Querkontraktion. Aus der Kenntnis des E-Moduls heraus kann jedoch keine Aussage über ϵ_2 gemacht werden. Es gibt also einen zweiten elastischen Modul, definiert als Querkontraktionszahl ν , auch als Poissonzahl bekannt, die wie folgt definiert ist [18, S. 256]:

$$\begin{aligned} \nu &= -\frac{\epsilon_2}{\epsilon_1} \\ \leftrightarrow \epsilon_2 &= -\nu \cdot \epsilon_1 = -\nu \cdot \frac{\sigma}{E} \end{aligned}$$

Für Stahl gilt: $\nu = 0,28$ [5, S. 154]

Somit ergibt sich aus der Beschreibung der Brückenausgangsspannung (vgl. Abbildung 2.2) und den Längenänderungen (Gleichungen 2.3, 2.4), dass zwischen der Brückenausgangsspannung U_d und der angelegten mechanischen Spannung (proportional zur wirkenden Kraft) ein linearer Zusammenhang besteht.

2.1.2 Der k-Faktor eines DMS

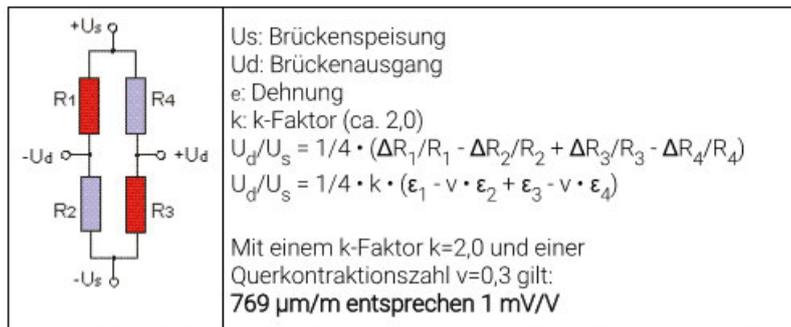
Der k-Faktor ist eine Materialkonstante bei DMS und beschreibt den Zusammenhang zwischen der Dehnung und der Widerstandsänderung eines DMS. Bei präzisen Dehnungsmessungen ist die genaue Kenntnis über den Wert des k-Faktors unabdingbar. Im Rahmen dieser Arbeit spielt der k-Faktor jedoch eine untergeordnete Rolle, da eine Kalibrierung durchgeführt wird, bei der die Dehnung als solche nicht von Bedeutung ist. Er ist wie folgt definiert [7, S. 31]:

$$\frac{\Delta R}{R} = k \cdot \epsilon = k \cdot \frac{\Delta l}{l_0} \quad (2.5)$$

2.1.3 Die Wheatstone'sche Brückenschaltung

Aufgrund der geringen Widerstandsänderung werden DMS gewöhnlich in einer Brückenschaltung eingesetzt, wie sie in der Abbildung 2.2 dargestellt ist. Zur Messung zwischen

Vollbrücke, 2x Längsdehnung, 2x Querdehnung



Die zwei gleichsinnigen DMS (1,3) werden durch zwei quer angeordneten DMS (2,4) zur Vollbrücke ergänzt.

Diese Schaltung wird bei Zug-, Druckstäben bevorzugt eingesetzt. Für Präzisionssensoren wird oft noch eine Linearisierung mit zusätzlichen Halbleiter-DMS vorgesehen.

Abbildung 2.2: Schaltplan und Formeln zur Beschreibung der DMS-Vollbrücke mit je zweifacher Längs- und Querdehnungsmessung [12]

den Potentialen $+U_d$ und $-U_d$ müssen stets alle Brückenarme vorhanden sein, jedoch müssen nicht alle Brückenarme mit DMS bestückt sein. Das größte Messsignal ergibt sich jedoch bei einer Vollbrücke, bei der alle vier Brückenarme mit DMS bestückt sind. Unter diesen Umständen ist der Zusammenhang zwischen Brückenausgangsspannung und Widerstandsänderung (und somit auch Dehnung) linear [7, S. 144]. Ein weiterer Vorteil der Bestückung der Widerstandsbrücke mit vier DMS ist die Temperaturkompensation, da sich temperaturbedingte Widerstandsänderungen auf alle DMS gleichermaßen auswirken und somit das Widerstandsverhältnis nicht verändern.

Der Schaltplan für eine Vollbrücke mit zwei Längs- und zwei Querdehnungsmessstreifen ist in der Abbildung 2.2 gegeben.

Die (vereinfachte) Beschreibung der Brückenausgangsspannung ist gegeben durch [13]:

$$\frac{U_d}{U_s} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{\Delta R_3}{R_3} + \frac{\Delta R_4}{R_4} \right) \quad (2.6)$$

2.2 Mathematisches Modell des Pedelec-Systems

Zum Zwecke der Auslegung einer Antriebsregelung des Pedelecs wird in den folgenden Abschnitten ein mathematisches Modell hergeleitet. Dabei wird vereinfachend angenommen, dass der Antrieb über eine bürstenbehaftete permanenterregte Gleichstrommaschi-

ne erfolge. Diese Vereinfachung ist möglich, da sich der real verbaute **Brushless Direct Current (BLDC)-Motor** mit dessen Treiber nach außen hin wie eine permanenterregte Gleichstrommaschine verhält. Der vom Treiber aufgenommene Strom entspricht bei dieser Annahme dem Ankerstrom eines Bürstenmotors, während die relative Sollwertvorgabe des Motortreibers der relativen Ankerspannung bei einem Bürstenmotor entspricht.

2.2.1 Mathematisches Modell des Elektroantriebs

Anhand der elektrischen und mechanischen dynamischen Gleichung, für deren Herleitung auf [19] hingewiesen sei, lässt sich ein Differentialgleichungssystem erster Ordnung zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens eines Gleichstrommotors aufstellen:

$$\frac{dI_M(t)}{dt} = -\frac{R_M}{L_M} \cdot I_M(t) - \frac{K\Phi}{L_M} \cdot \Omega_M(t) + \frac{1}{L_M} \cdot U_M(t) \quad (2.7)$$

$$\frac{d\Omega_M(t)}{dt} = \frac{K\Phi}{J_M} \cdot I_M(t) - \frac{K_{R,M}}{J_M} \cdot \Omega_M(t) - \frac{1}{J_M} \cdot M_{w,M}(t) \quad (2.8)$$

Die aufgeführten Größen seien wie folgt definiert:

- $K\Phi$ = Back-EMF Konstante des Motors,
- J_M = Massenträgheitsmoment des Motors,
- $M_{w,M}(t)$ = Widerstands- / Lastmoment an der Motorwelle,
- $\Omega_M(t)$ = Winkelgeschwindigkeit des Motors,
- $I_M(t)$ = Ankerstrom des Motors,
- $U_M(t)$ = Ankerspannung des Motors

2.2.2 Mathematisches Modell des Antriebsstrangs

Das dynamische Verhalten des Antriebsstranges kann durch folgende Differentialgleichung beschrieben werden [1, angepasst]:

$$J_b \frac{d\Omega_{HR}(t)}{dt} + K_{R,b} \cdot \Omega_{HR}(t) + M_{w,HR}(t) = \ddot{u} \cdot M_{Kurbel}(t) + M_M(t) \quad (2.9)$$

Die aufgeführten Größen seien wie folgt definiert:

- J_b = Massenträgheitsmoment des Pedelecs,
- $K_{R,b}$ = Reibungskoeffizient des Pedelecs,
- $M_{w,HR}(t)$ = Widerstands- / Lastmoment am Antriebsrad (Hinterrad),
- \ddot{u} = Übersetzungsverhältnis $\frac{z_{Ritzel}}{z_{Kurbel}}$ des Kettengeriebes,
- $\Omega_{HR}(t) = \Omega_M(t)$ = Winkelgeschwindigkeit des Hinterrades,
- $M_{Kurbel}(t)$ = Drehmoment an der Tretkurbel, Fahrer-Tretmoment,
- $M_M(t)$ = Drehmoment des Motors

2.2.3 Mathematisches Modell des Treibers

Der Motortreiber respektive das leistungselektronische Stellglied wird als einfaches Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Stellgröße $U_{St}(t)$ als Eingang und der Ankerspannung $U_M(t)$ als Ausgang modelliert.

$$\frac{dU_M(t)}{dt} = -\frac{1}{T_{St}} \cdot U_M(t) + \frac{K_{St}}{T_{St}} \cdot U_{St}(t) \quad (2.10)$$

Die aufgeführten Größen seien wie folgt definiert:

- T_{St} = Zeitkonstante des Stellglieds,
- K_{St} = Verstärkung des Stellglieds,
- $U_M(t)$ = Ausgangsgröße des Stellglieds,
- $U_{St}(t)$ = Eingangsgröße des Stellglieds

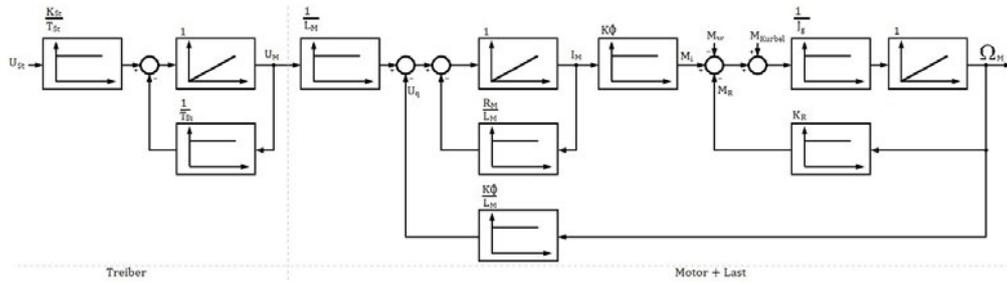


Abbildung 2.3: Blockschaltbild des Gesamtsystems

2.2.4 Mathematisches Gesamtmodell

Durch Kombination der Gleichungen 2.7, 2.8, 2.9 und 2.10 ergibt sich ein mathematisches Modell des gesamten Systems Pedelec. Dabei wurde berücksichtigt, dass die Antriebsmaschine direkt an die Abtriebsmaschine (= Pedelec) gekoppelt ist, so dass gilt: $\Omega_M(t) = \Omega_{HR}(t)$. Somit addieren sich die Widerstands- und Trägheitsmomente. Umgeformt in eine Zustandsraumdarstellung lautet das Gesamtsystem:

$$\frac{dU_M(t)}{dt} = -\frac{1}{T_{St}} \cdot U_M(t) + \frac{K_{St}}{T_{St}} \cdot U_{St}(t) \quad (2.11)$$

$$\frac{dI_M(t)}{dt} = -\frac{K\Phi}{L_M} \cdot \Omega_M(t) - \frac{R_M}{L_M} \cdot I_M(t) + \frac{K\Phi}{L_M} \cdot U_M(t) \quad (2.12)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega_M(t)}{dt} &= -\frac{K_R}{J_g} \cdot \Omega_M(t) + \frac{K\Phi}{J_g} \cdot I_M(t) - \frac{1}{J_g} \cdot M_w(t) \\ &\quad + \frac{\ddot{u}}{J_g} \cdot M_{Kurbel}(t) \end{aligned} \quad (2.13)$$

$$y(t) = \Omega_M(t)$$

Zur besseren Übersicht wurden folgende Definitionen eingeführt:

- $K_R := K_{R,M} + K_{R,b}$ = Reibungskoeffizient des Gesamtsystems,
- $J_g := J_M + J_b$ = Massenträgheitsmoment des Gesamtsystems,
- $M_w(t) := M_{w,M}(t) + M_{w,HR}(t)$ = Widerstandsdrehmoment des Gesamtsystems

Das zugehörige Blockschaltbild des Gesamtsystems ist in der Abbildung 2.3 dargestellt.

3 Stand der Technik und bestehendes System

Wie bereits in Kapitel 1.1 erwähnt, sind Pedelecs häufig mit Mittelmotoren ausgestattet, die über einen integrierten Drehmomentsensor verfügen. Vorteilhaft daran ist, dass das durch den Fahrenden aufgebrauchte Drehmoment direkt erfasst werden kann, um eine belastungsorientierte Antriebsregelung anwenden zu können. Allerdings bringen Mittelmotoren auch einige Nachteile mit sich: sie sind teuer, müssen aufwendig in einem eigens konstruierten Rahmen integriert werden und führen zu einer erhöhten Beanspruchung und damit zu erhöhtem Verschleiß der Kraftübertragungsglieder (Kette/Riemen und Zahnkränze/Ritzel). Zu dem besteht bei Pedelecs mit Mittelmotor häufig das Problem, dass eine Benutzung des Fahrrades im ausgeschalteten Zustand oder bei leerem Akkumulator kaum bis gar nicht möglich ist, da der Motor generatorisch betrieben wird und das Pedalieren somit erschwert wird.

Aus diesem Grunde sind wieder vermehrt Pedelecs mit Nabenmotoren, wie auch im Rahmen dieser Arbeit verwendet, auf dem Markt zu beobachten.

Bei dem vorliegenden System handelt es sich um ein handelsübliches Fahrrad, welches mittels eines Umrüstkits zu einem Pedelec umfunktioniert wurde. Somit besteht das System aus einer Steuereinheit, welche Eingangsinformationen verarbeitet und per Ausgabe entsprechend einen BLDC-Motor ansteuert. Dieser Motor hat eine Nennleistung von 250 W und sitzt in der Hecknabe.

Veranschaulicht wird das System durch das Technologieschema in der Abbildung 3.1

Bei den Eingangsinformationen der Steuereinheit handelt es sich um einen Kontakt zur Abschaltung des Motors bei Betätigung der Bremse, um einen Gasgriff zur manuellen Steuerung des Motors sowie um einen PAS zur Erfassung der Kadenz. Das ursprüngliche Umrüstset arbeitet nach folgender Steuervorschrift:

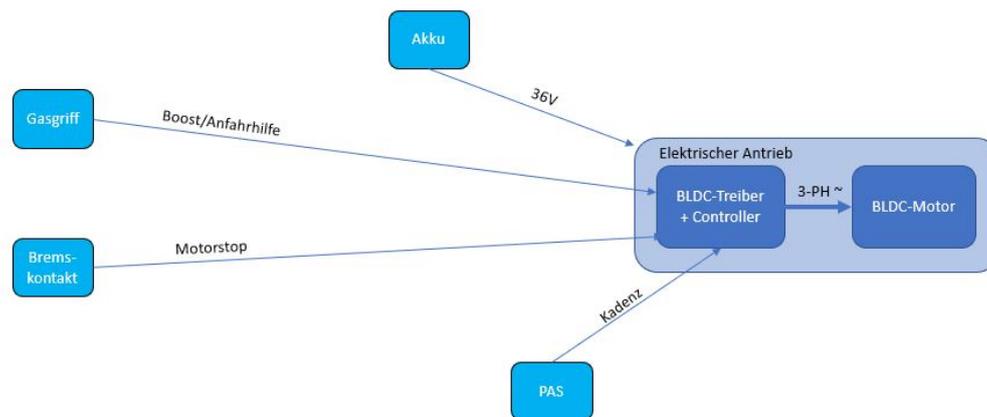


Abbildung 3.1: Technologieschema des ursprünglichen Systems

$$u_{mot}(k) = \begin{cases} u_{max} & \text{falls } cad > 0 \\ 0 & \text{falls } cad = 0 \text{ oder } b = 1 \\ u_{Gasgriff} & \text{falls } u_{Gasgriff} > 0 \text{ und } u_{Gasgriff} > u_{mot}(k-1) \end{cases} \quad (3.1)$$

cad sei an dieser Stelle die Kadenz, b sei der Zustand der Bremsanlage, wobei für $b = 1$ die Bremse aktiviert sei. Weiterhin seien $u_{Gasgriff}$ und u_{max} eine über den Gasgriff vorgegebene Stellgröße bzw. die maximale Stellgröße. Die Fahrgeschwindigkeit spielt in dieser Steuervorschrift offensichtlich keine Rolle, dementsprechend hat das System keine Betriebserlaubnis für den öffentlichen Straßenverkehr gemäß den in Kapitel 4.1 aufgeführten Anforderungen an ein Pedelec.

Im Vorfeld dieser Arbeit wurde das System dahingehend angepasst, dass eine „Legalisierung“ des Systems ermöglicht wird. Dazu wurde die Steuereinheit durch einen Motortreiber vom Typ VESC 4.12 ersetzt, welchem ein zusätzlicher Controller übergeordnet wurde. Ein solcher Controller mitsamt Firmware wurde als OpenSource-Projekt in [8] mit dem Namen *ForumsController (FC)* vorgestellt und fand in reduzierter Form Einsatz im vorliegenden Pedelec. So wurde es möglich, einen Geschwindigkeitssensor nachzurüsten, um die Forderung nach einer Unterstützung bis max. 25 km/h zu erfüllen (siehe Kap. 4.1). Neben dem Geschwindigkeitssensor wurde ein Stromsensor hinzugefügt, mit dessen Hilfe der Motorstrom¹ erfasst werden kann. Zusätzlich erlaubt der FC den Anschluss

¹Als Motorstrom wird hier die Stromaufnahme des Motortreibers verwendet, um der vereinfachten Annahme eines Bürstenmotors gerecht zu werden.

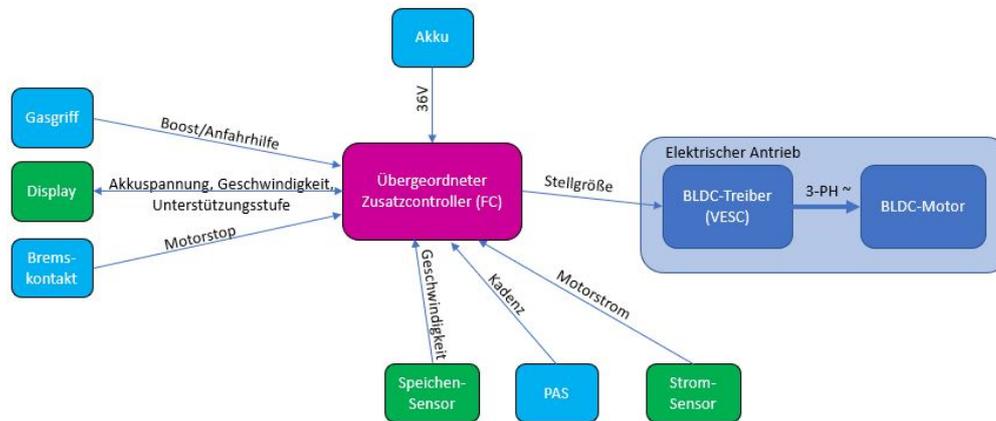


Abbildung 3.2: Technologieschema des mittels FC erweiterten Systems

eines Displays mit Bedieneinheit zur Darstellung von Telemetriedaten und Einstellung einer Unterstützungsstufe.

Die Abbildung 3.2 zeigt das zugehörige Technologieschema des erweiterten Systems. Durch die Firmware des Zusatzcontrollers wurde eine neue, weitaus umfangreichere Steuervorschrift implementiert (vereinfacht dargestellt):

$$u_{mot} = \begin{cases} u_{L-Regler} & \text{falls } cad > 0 \text{ und } v \leq 25 \text{ km/h} \\ 0 & \text{falls } cad = 0 \text{ oder } b = 1 \\ u_{Gasgriff} & \text{falls } u_{Gasgriff} > u_{L-Regler} \text{ und } cad > 0 \text{ und } v \leq 25 \text{ km/h} \end{cases} \quad (3.2)$$

Hierbei sei $u_{L-Regler}$ der Ausgang eines Leistungsreglers, welcher die (elektrische) Motorleistung auf einen konstanten, per Unterstützungsstufe gewählten Sollwert $0 < P_{Soll} \leq P_{max}$ regelt.

Die Steuervorschrift des FC ist aufgrund einer Vielzahl an Einstellungsmöglichkeiten deutlich komplexer, als in Gleichung 3.2 dargestellt. So ist beispielsweise eine lineare Abfahrrampe im Bereich v_{max} einstellbar, um ein abruptes Abschalten des Motors bei Erreichen der Maximalgeschwindigkeit zu unterbinden.

Dieses um den FC erweiterte System dient als Grundlage für diese Arbeit.

4 Anforderungen

Um eine klare Abgrenzung zu schaffen, wird in den folgenden Abschnitten definiert, welche Anforderungen der Drehmomentsensor und die Antriebsregelung erfüllen müssen. Als Testsystem steht das in Kapitel 3 vorgestellte Pedelec zur Verfügung.

4.1 Anforderungen Pedelec

Laut §63a Abs. 2 der StVZO [16] gilt ein elektrisch unterstütztes Gefährt rechtlich noch als Fahrrad, wenn

1. die Nenndauerleistung des elektromotorischen Hilfsantriebs maximal 250 W beträgt,
2. die Unterstützung nur bis zu einer Geschwindigkeit von 25 km/h gewährt wird,
3. die Unterstützung unterbrochen wird, sobald der Fahrende zu Pedalieren aufhört,
4. eine vorhandene Schiebehilfe auch ohne Pedalieren nur bis zu 6 km/h Unterstützung gewährt.

Somit ist ein Fahrrad, welches als Pedelec eingeordnet werden kann, versicherungs-, zulassungs- und führerscheinfrei.

4.2 Anforderungen Drehmomentsensor

Für ein natürliches und immersives Fahrgefühl muss die vom Fahrenden aufgebrachte Kraft (direkt oder indirekt) gemessen werden. Dies sollte zuverlässig und robust geschehen, da ein Fahrrad unterschiedlichsten und teilweise widrigen Umweltbedingungen - von

Sonnenschein auf ebener asphaltierter Straße bis Schnee und Regen auf holprigen Feldwegen - ausgesetzt sein kann.

Dementsprechend wird ein Messprinzip gefordert, welches gegen Umwelteinflüsse geschützt werden kann und zu dem im Rahmen der Möglichkeiten weitgehend universell nachrüstbar ist. Außerdem ist eine Lösung im Low-cost-Bereich zu bevorzugen.

4.3 Anforderungen Antriebsregelung

Die Antriebsregelung ist derart zu gestalten, dass die in Kapitel 4.1 gestellten Anforderungen an ein Pedelec erfüllt werden und die ermittelte Belastung des Fahrenden die gewährte Unterstützung bestimmt, so dass Pedelec und Fahrer eine biomechanische Einheit bilden. Die maximale Unterstützungsstärke sollte dabei über die Bedieneinheit des Displays einstellbar sein. Dazu sind geeignete Abstufungen zu wählen, die auf die maximal fünf einstellbaren Unterstützungsstufen sinnvoll zugeschnitten sind.

5 Konzeption und Design

Es bieten sich verschiedene Möglichkeiten, die vom Fahrenden aufgebrauchte Trittkraft / -leistung zu erfassen. Handelsübliche Pedelecs mit Mittelmotor z. B. nutzen zumeist einen berührungslosen magnetostriktiven Drehmomentsensor, welcher im Tretlager verbaut ist. Dieser beruht auf dem Prinzip, dass sich die magnetischen Eigenschaften ferromagnetischer Materialien bei äußeren Krafteinwirkungen verändern. Auch wenn sich dieses Messprinzip bei Pedelecs durchgesetzt hat, ist es im Rahmen dieser Arbeit wegen der notwendigen Änderungen am Fahrradrahmen und Tretlager nicht einsetzbar.

Allgemein betrachtet ist der DMS im Bereich der Kräfte- und Momentenmessungen etabliert und weit verbreitet [7, S. 13]. Die vergleichsweise ebenso einfache wie robuste Auswertung des Sensorsignals macht den DMS zu einem guten Kandidaten für die Erfüllung der Messaufgabe.

Für den Ort der Messstelle bieten sich ebenfalls verschiedene Möglichkeiten. Naheliegender scheint die direkte Messung der Fahrertrittkraft durch Biegunsmessung an den Tretkurbeln. Da es sich hierbei aber um bewegliche Teile handelt, wird die Signalübertragung und Spannungsversorgung erschwert. Aus den gleichen Gründen entfällt eine Torsionsmessung an der Tretkurbelwelle. Übrig bleibt eine indirekte Messung der Fahrertrittkraft, welche durch den Kettenzug auf das Ausfallende¹ des Fahrradrahmens übertragen wird. Dies könnte auf der Hinterradnabe geschehen, wie es der inzwischen insolvente Hersteller BionX in seinen Umrüstkits umsetzte [6]. Die Forderung nach einer guten Nachrüstbarkeit schließt dieses Verfahren jedoch aus, da hierfür der Hinterradnabenmotor geöffnet und umfassend verändert werden muss.

¹Aufnahme für die Achse einer Fahrradnabe.

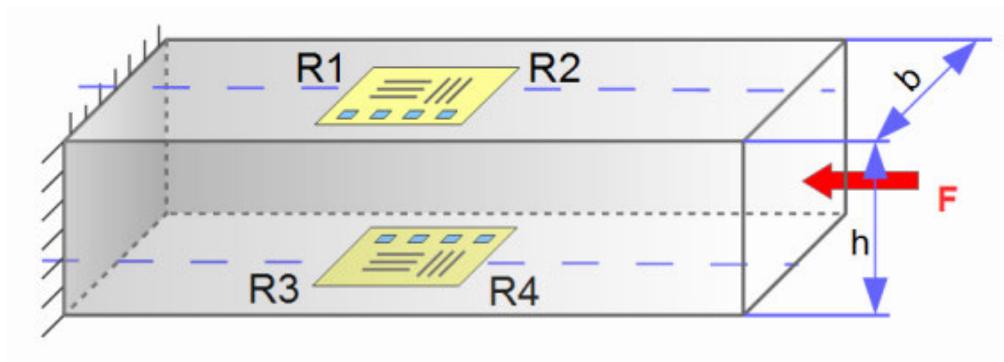


Abbildung 5.2: Prinzipielle DMS-Anordnung zur Axialkräftemessung eines Stabes [11]

5.1 Auswertung des Sensorsignals

In Kapitel 2.1.3 wurde mit Abbildung 2.2 die prinzipielle Anordnung der DMS in einer Wheatstone'schen Brückenschaltung bereits eingeführt. Zur Maximierung des ohnehin sehr geringen Brückenausgangssignals werden die DMS in der Vollbrücke gemäß der Abbildung 5.3 so angeordnet, dass gleichsinnige DMS jeweils diagonal zueinander in den beiden Brückenzweigen verschaltet sind.

So erfolgen die Potentialverschiebungen gegenläufig zueinander: bei Dehnung wird das Potential $-U_d$ kleiner, während das Potential $+U_d$ größer wird. Die Querdehnungsmessstreifen R_2, R_4 tragen dazu bei, da sie bei Dehnung des Materials aufgrund der Querkontraktion eine Stauchung erfahren.

So ist die Ausgangsspannung U_d der Messbrücke direkt proportional zur angelegten mechanischen Spannung σ und somit auch zum Drehmoment am Ausfallende. Letzteres wiederum ist über die Kettenzugkraft direkt proportional zum Drehmoment an der Tretkurbel - der interessierenden Messgröße.

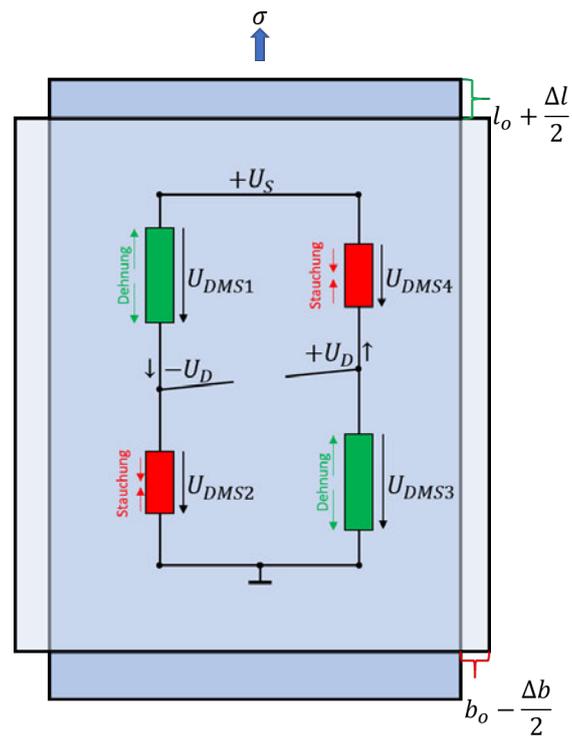


Abbildung 5.3: Schematisches Funktionsprinzip der Signalmaximierung einer DMS-Vollbrücke mit je zweifacher Längs- und Querdehnungsmessung

5.2 Auswahl der DMS

Die Auswahlkriterien für DMS sind nicht sonderlich restriktiv. In [10] werden einige Hinweise gegeben, nach welchen Kriterien ein DMS auszuwählen ist.

In erster Linie ist der Anwendungszweck entscheidend, in diesem Falle zum Zwecke der Sensorik. Weitere zu berücksichtigende Aspekte sind:

- Gitterlänge
- Widerstand
- Trägermaterial
- Kontaktierung
- Geometrie

Laut den Hinweisen in [10] ist in der Sensorik eine Gitterlänge von 3 mm üblich. Als Nennwiderstand sind $350\ \Omega$ üblich und für diesen Anwendungsfall sinnvoll, da 5 V Brückenspeisespannung unter dem Aspekt der Eigenerwärmung zulässig sind. Trägermaterial und Kontaktierung spielen hier keine nennenswerte Rolle.

Unter Berücksichtigung der genannten Kriterien findet sich im Low-cost-Bereich im Wesentlichen nur ein geeigneter Typ: BF-350-3-AA. Dabei handelt es sich um einen gängigen DMS mit linearem Gitter und einem k-Faktor von 2,0 - 2,2 [2].

5.3 Firmware der Steuereinheit

Das System wurde, wie bereits in Kapitel 3 erwähnt, im Vorfeld mit der OpenSource Firmware *FC* ausgestattet. Um die Entwicklungszeit zu verkürzen und den Fokus auf die eigentliche Mess- und Regelungsaufgabe legen zu können, wird auf eine Neu- bzw. Eigenentwicklung der Firmware verzichtet und die bestehende Firmware entsprechend angepasst und erweitert. So stehen bereits grundlegende Funktionalitäten wie die Ermittlung der Kadenz mittels PAS, die Auswertung des Bremsenstatus oder die Kommunikation mit dem Display sowie ein **Command Line Interface (CLI)** bereits zur Verfügung. Eine übersichtliche Darstellung der originalen Firmware in Form eines Flowchartdiagramms ist in Abbildung 5.4 gegeben.

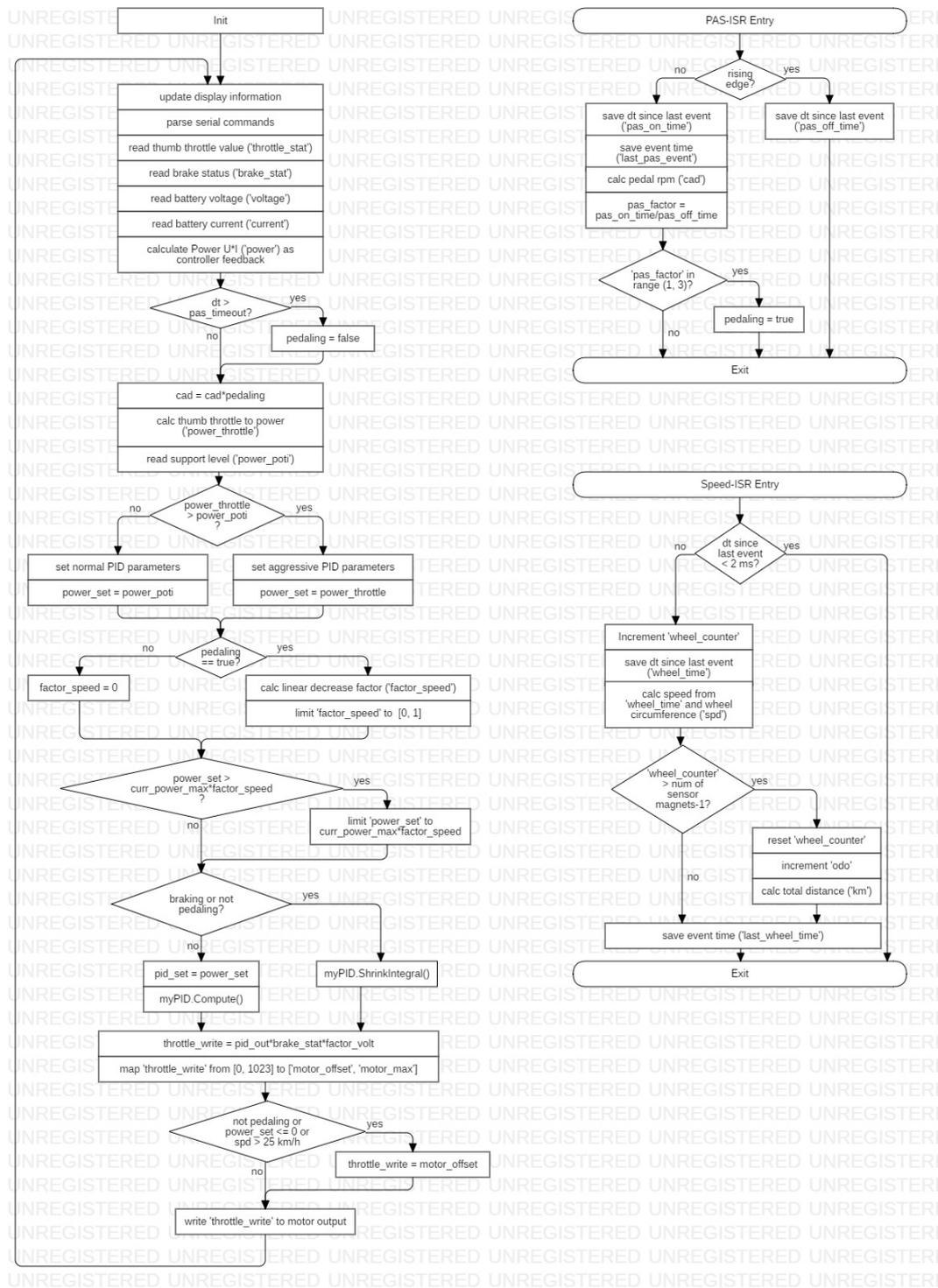


Abbildung 5.4: Flowchart der originalen FC-Firmware

5.4 Entwurf des Messumformers Version 1 (ein zunächst untauglicher Versuch)

Bei der Brückenausgangsspannung U_d sind relative Änderungen von meist $< 0,1\%$ zu erwarten [13], demnach müssen bei einer Speisespannung $U_s = 5\text{ V}$ etwa $\pm 500\ \mu\text{V}$ gemessen werden. Der Brückenausgang muss also verstärkt werden. Da der ADC des verwendeten Microcontrollers vom Typ Atmel AtMega 2560 mit lediglich 10 Bit auflöst und keine differentielle Spannungsmessung erlaubt, müsste ein verstärktes Signal mit Massebezug generiert werden.

Der externe ADC vom Typ ADS1115 hingegen besitzt einen integrierten programmierbaren Verstärker, welcher die Einstellung des Messbereichs von $\pm 6144\text{ mV}$ bis $\pm 256\text{ mV}$ erlaubt. Bei der ADC-Auflösung von 16 Bit wird damit eine Messauflösung von $187,5\ \mu\text{V} \geq U_{LSB} \geq 7,8125\ \mu\text{V}$ erreicht [21]. Daraus ergibt sich eine erwartete Präzision von bis zu $\frac{U_{LSB, \min}}{U_d} = \frac{7,8125\ \mu\text{V}}{500\ \mu\text{V}} = 1,56\%$. Für den Anwendungsfall im Pedelec scheint dies ausreichend, da keine hochpräzise Messung erforderlich ist.

Der ADS1115 bietet den Vorteil, dass ein verstärktes Signal ohne Notwendigkeit eines Massebezuges gewonnen werden kann, und zu dem recht kostengünstig ist. Die Schnittstelle zum Controller erfolgt über I²C, was die Größe der Entfernung zwischen Controller und Messstelle weitestgehend unbedeutend in Bezug auf Störeinstreuungen macht. Er wird daher in Form einer Entwicklungsplatine im Messumformer Anwendung finden.

5.4.1 Schaltplan und Platinenlayout

Durch die integrierte Lösung von Verstärker und ADC, einsatzbereit verschaltet auf einer Entwicklungsplatine (siehe Abbildung 5.5), wird nur wenig zusätzliche Beschaltung benötigt. Dies ermöglicht eine kleine Bauweise, so dass der Messumformer zwecks kurzer Leitungen möglichst nahe an den DMS positioniert werden kann.

Der Messumformer wird als Prototyp auf einer Streifenrasterplatine aufgebaut. Neben einem steckbaren Anschluss für den ADS1115 sind Anschlüsse für die I²C-Anbindung sowie für die vier DMS vorgesehen. Aufgrund der Leitungslänge zwischen Controller und Messumformer von ca. 1 m werden ein Elektrolytkondensator und ein schneller Keramik Kondensator zur Spannungsstabilisierung vorgesehen, da die 5 V-Versorgung des



Abbildung 5.5: Entwicklungsplatine des ADS1115

I²C-Interfaces zeitgleich als Brückenspeisespannung genutzt wird. Der resultierende Schaltplan ist der Abbildung 5.6 zu entnehmen.

Beim Entwurf des Platinenlayouts auf Streifenrasterplatine war zu berücksichtigen, dass die Platine zur dezenteren Montage an der Unterstrebe des Fahrrades möglichst schmal sein sollte, was mit 24 mm × 38 mm gelang.

5.4.2 Test des Messumformers

Zum Testen wurde der Messumformer an der gemäß Kapitel 6.1.1 eingerichteten Messstelle in Betrieb genommen. Dabei zeigte sich im Ruhezustand bereits ein starkes Rauschen der Brückenausgangsspannung U_d mit Spitzen von bis zu 6 mV, wodurch das eigentliche Messsignal überlagert wurde. Durch einen 68 nF Keramikkondensator zwischen den Brückenmittelpunkten konnte das Rauschen vollständig eliminiert werden.

Ein erster Test sollte die Eignung des ADS1115 für die Messaufgabe bestätigen. Dazu wurde bei blockierter Vorderradbremse die kettenseitige Pedale in horizontaler Ausrichtung mit dem Körpergewicht einseitig stark und stoßweise belastet. Die dabei gemessene Brückenausgangsspannung U_d wurde in Millivolt und als ADC-Rohwert in der Abbildung 5.8 aufgezeichnet.

Die Ausschläge sind zwar erkennbar, mit einer Amplitude von maximal 200 μV jedoch weniger als halb so groß, wie erwartet. Der Messbereich des ADC wird mit ca. $\frac{40}{32767} = 0,12\%$ des ADC-Rohwertes ausgenutzt, was aufgrund der Tatsache, dass die Pedallast deutlich größer als die im Alltag erwartete Last ist, sehr gering ist. Ab ca. $t = 20$ s wurde ein auf dem Fahrrad sitzend leichter bis mittelstarker Druck auf die Pedale ausgeübt, welcher sich jedoch nicht auf die Brückenausgangsspannung auswirkte. Die Übertragung der Kettenzugkräfte auf die DMS ist demnach deutlich geringer, als erwartet, so dass sich

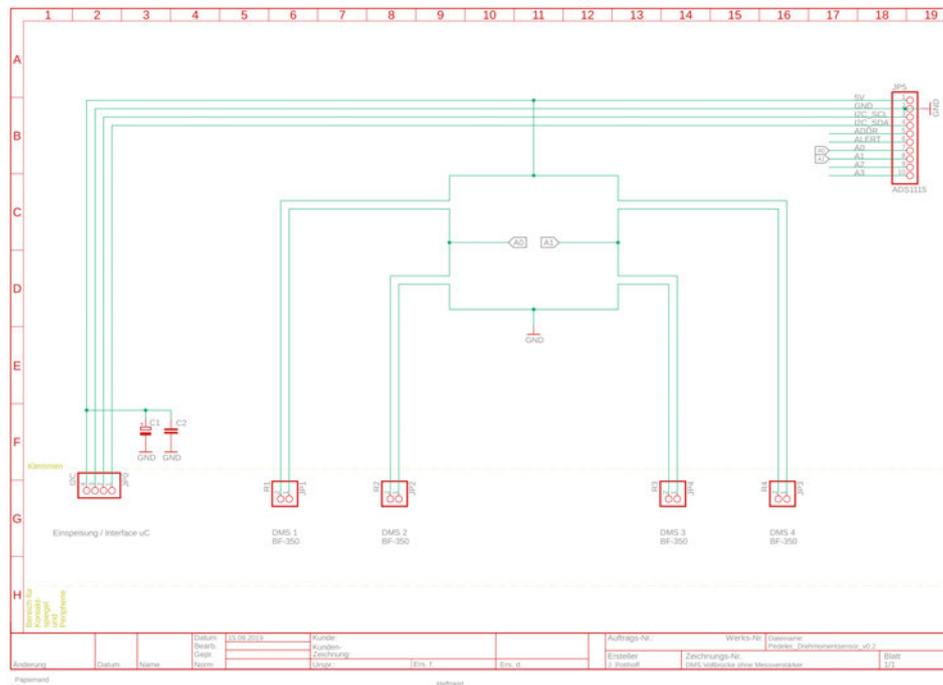


Abbildung 5.6: Schaltplan der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für ADS1115

diese Version des Messumformers als untauglich herausstellt und einer Überarbeitung bedarf.

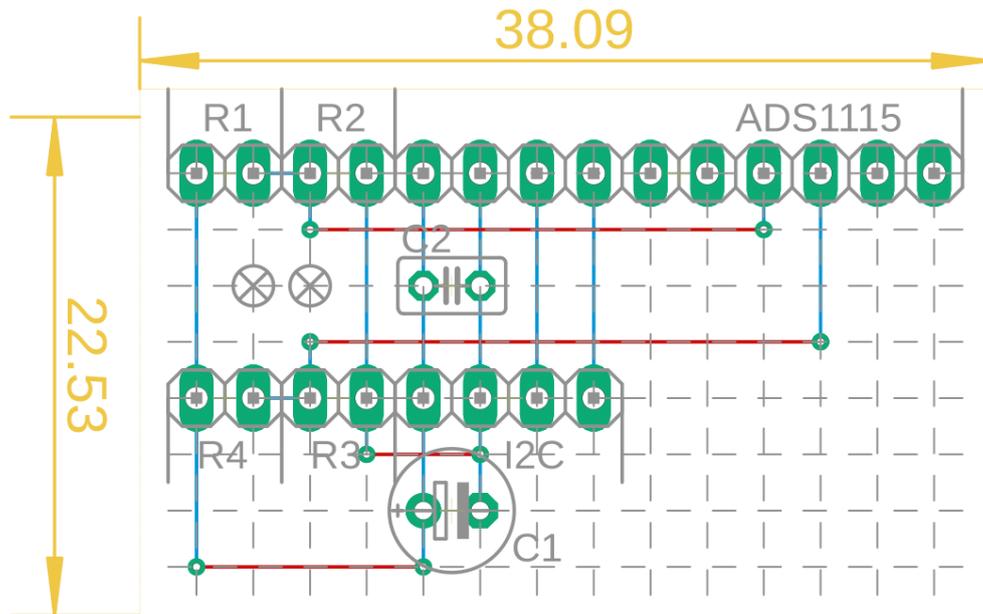


Abbildung 5.7: Platinenlayout der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für ADS1115, Streifenraster (rot = top, blau = bottom, \otimes = Auftrennung der Leiterbahn bottom)

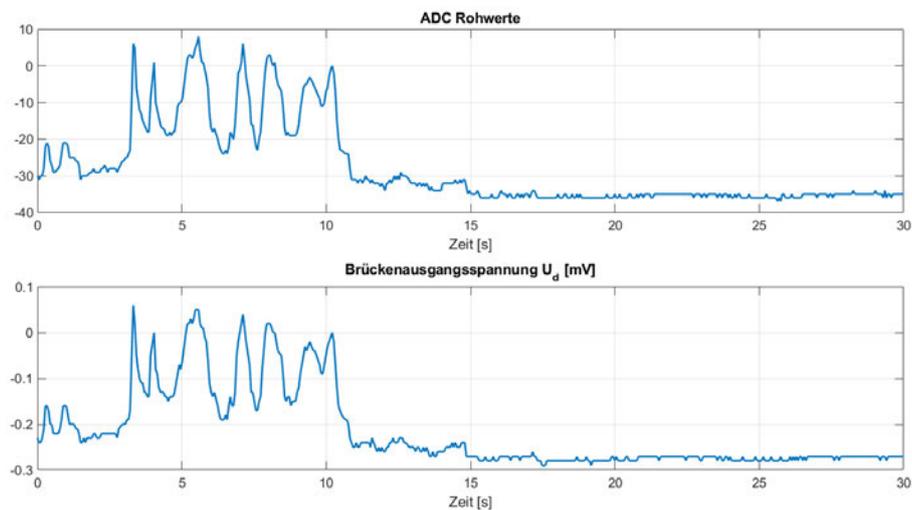


Abbildung 5.8: Testmessung mit ADS1115 bei Pedalbelastung mit Körpergewicht, Verstärkung: $16 (\pm 256 \text{ mV})$

5.5 Entwurf des Messumformers Version 2

Die Empfindlichkeit des Messumformers in der ersten Version war erheblich zu gering und musste erhöht werden.

Zur Verbesserung sind folgende Punkte zu beachten [23]:

- Differenzspannung (hier: U_d) sollte möglichst unbeeinträchtigt von der überlagerten Gleichtaktspannung sein \rightarrow Hohe Gleichtaktunterdrückung ist anzustreben.
- Zu messende Potentiale möglichst wenig belasten \rightarrow Impedanzwandler mit hohem Eingangswiderstand vor dem Verstärker einsetzen.
- Für hohe Gleichtaktunterdrückung sollte die Signalverstärkung in den Impedanzwandler verlagert werden, so dass der Differenzverstärker mit der Verstärkung $V = 1$ betrieben werden kann.

Diese Anforderungen werden von einem Instrumentationsverstärker erfüllt. Dieser bietet zudem den Vorteil, dass die Verstärkung über einen einzigen Widerstand (R_g) eingestellt werden kann.

Das Schaltbild eines Instrumentationsverstärkers ist in Abbildung 5.9 dargestellt. Dabei arbeiten die Operationsverstärker OV1 und OV2 als Impedanzwandler mit einer über R_g eingestellten Verstärkung, während OV3 als Differenzverstärker mit der Verstärkung $V = 1$ arbeitet.

Damit die Schaltung asymmetrisch betrieben werden kann, also ohne negative Betriebsspannung, muss das Potential am nichtinvertierenden Eingang des OV3 um die halbe Betriebsspannung angehoben werden. Dazu bedient man sich eines Spannungsteilers mit einstellbarem Widerstand R_{np} , der über einen zusätzlichen Impedanzwandler (OV4) an OV3 geführt wird. Durch den Impedanzwandler OV4 wirkt V_{ref} wie eine niederohmige Spannungsquelle für einen stabilen Bezugspunkt. Die erweiterte Verstärkerschaltung ist in Abbildung 5.10 dargestellt.

Für die Realisierung des Instrumentationsverstärkers bestehen verschiedene Möglichkeiten, von denen ein Auszug in Tabelle 5.1 zu Vergleichszwecken aufgelistet ist.

Ein diskreter Aufbau, beispielsweise mittels Operationsverstärkern wie dem MCP6004, wird wegen des Platzbedarfs und der Notwendigkeit von Präzisionswiderständen nicht in Betracht gezogen. Nach Abwägung verschiedener Gesichtspunkte wie Schaltungsaufwand, Verstärkung, Auflösung, Preis und Verfügbarkeit bildet der HX711 in Kombination mit

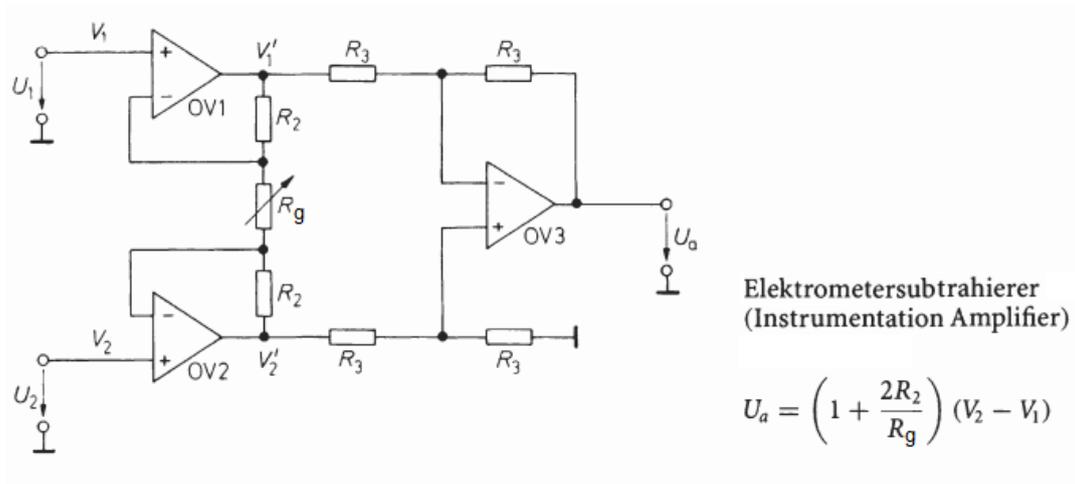


Abbildung 5.9: Schaltbild eines Instrumentationsverstärkers [23, S. 1192]

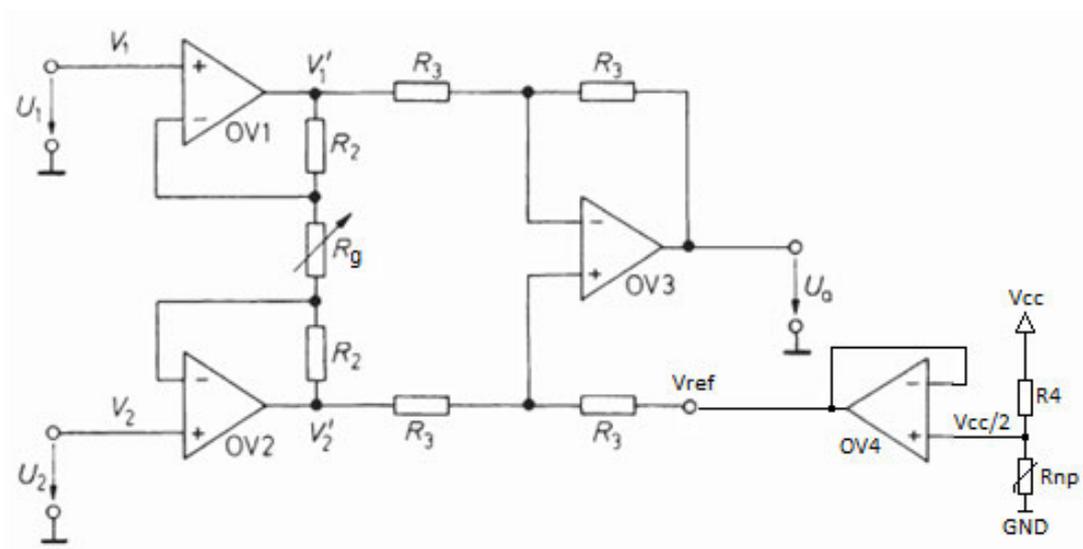


Abbildung 5.10: Schaltbild eines Instrumentationsverstärkers, erweitert für asymmetrischen Betrieb mit Nullpunktgleich

IC	Bezeichnung	Preis [€]	Verstärkung	Anmerkung
INA332	Instrumentation Amplifier	5,76	5 ... 1000	-
AD620	Instrumentation Amplifier	6,49	1 ... 10000	DIP-8
INA155	Instrumentation Amplifier	5,73	10 ... 50	Single Supply
MCP6004	4-fach OPV	0,57		diskreter Aufbau
INA128	Instrumentation Amplifier	6,77	1 ... 10000	DIP-8
HX711	Load Cell Amplifier	2,99	32 / 64 / 128	vollintegriert
ADS1232	Bridge Sensor ADC	6,77	1 / 2 / 64 / 128	vollintegriert

Tabelle 5.1: Vergleich von Instrumentationsverstärker-Realisierungsvarianten (Auswahl)

einem INA128 Instrumentationsverstärker eine gute Grundlage für einen neuen Messumformer, da er für genau derartige Einsatzzwecke entwickelt wurde - auch wenn der bisher verwendete ADC mitsamt Code dann nicht weiterverwendet werden kann. Als Gewinn lässt sich mit dieser Auswahl eine hohe Verstärkung von bis zu 10.000 sowie eine hohe Auflösung von 24 Bit zu vergleichsweise niedrigen Kosten verbuchen. Die Schnittstelle zum Controller erfolgt nicht mehr per I²C, sondern seriell. Hardwareseitig sind dadurch jedoch keine Änderungen nötig, da das serielle Interface des HX711 mit der gleichen Leitungsanzahl und Pinbelegung bedient werden kann, wie es beim I²C der Fall war. Änderungen sind lediglich in der Software von Nöten. Dadurch steht I²C nicht mehr zur Verfügung, wird allerdings auch nicht benötigt.

5.5.1 Schaltplan und Platinenlayout

Die vorangegangenen Betrachtungen zur Neuentwicklung des Messumformers wurden im Schaltplan und Platinenlayout berücksichtigt. So musste der Instrumentationsverstärker INA128 vergleichbar zur Abbildung 5.10 um einen Operationsverstärker für asymmetrischen Betrieb erweitert werden. Aufgrund der höheren Bauteilanzahl wurde die Platine mit 33 mm × 93 mm deutlich größer, was für einen Prototypen jedoch hinnehmbar ist. Im Bedarfsfall ließe sich die Größe durch den Einsatz einer beidseitigen Platine mit SMD-Bestückung stark reduzieren. Der Schaltplan ist in den Abbildungen 5.11 und 5.12 dargestellt, das entsprechende Platinenlayout ist der Abbildung 5.13 zu entnehmen.

Die anhand des Layouts entworfene Prototypplatine des Messumformers V2 ist in Abbildung 5.14 dargestellt.

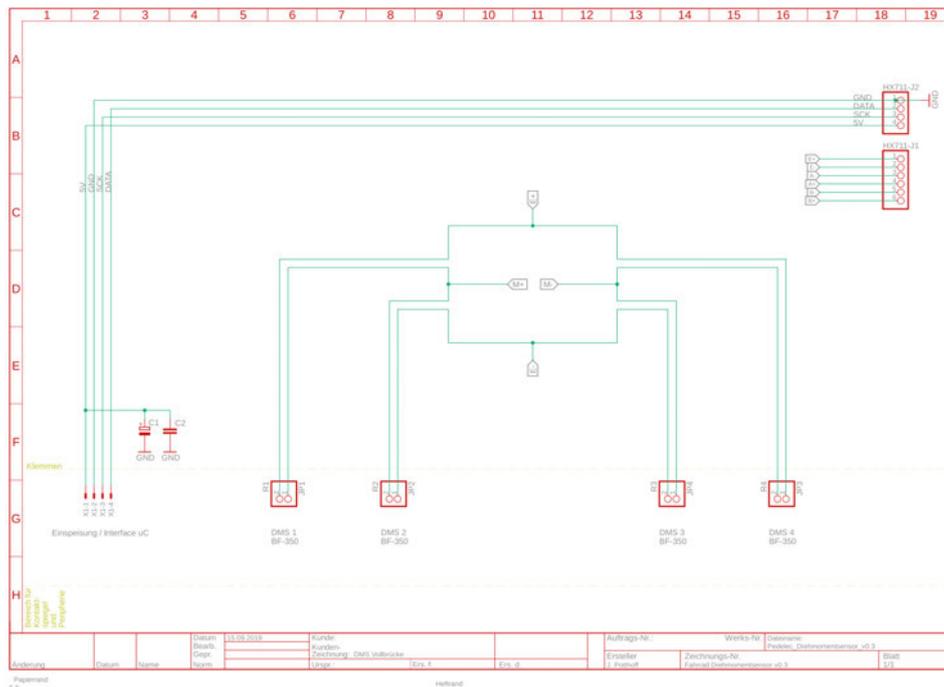


Abbildung 5.11: Schaltplan Version 2 der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für HX711

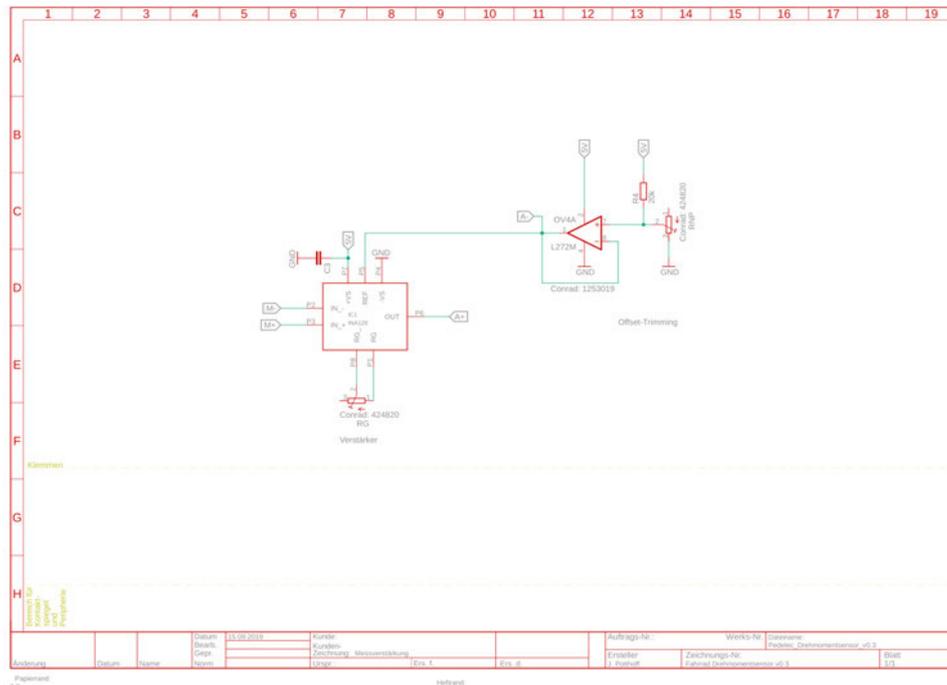


Abbildung 5.12: Messverstärkung und Offset-Trimmung des verbesserten Messumformers mit INA128

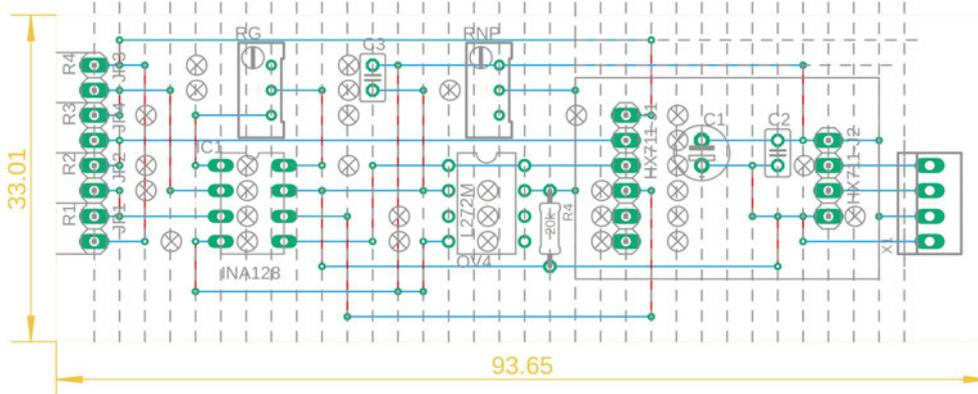


Abbildung 5.13: Platinenlayout der DMS-Vollbrücke mit Steckanschlüssen für HX711, Streifenraster (rot = top, blau = bottom, ⊗ = Auftrennung der Leiterbahn bottom)

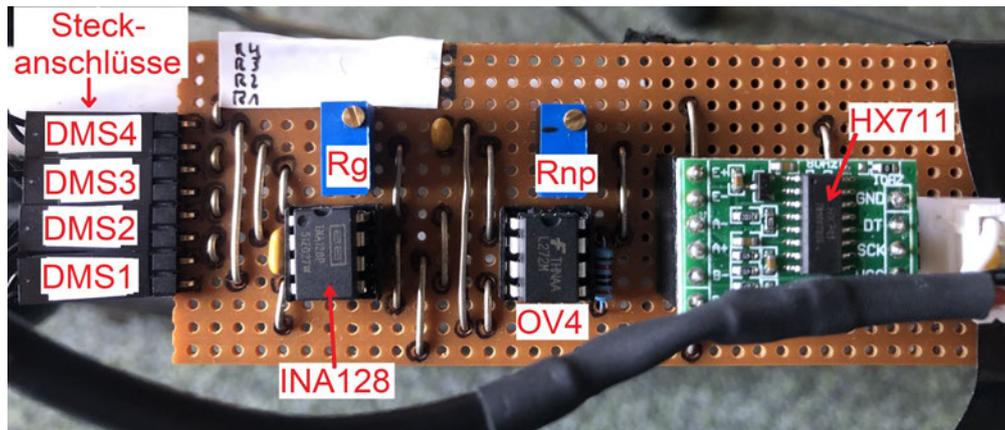


Abbildung 5.14: Prototypplatine des Messumformers V2

5.5.2 Test des Messumformers

Bei der höchsten einstellbaren Verstärkung des ADC HX711 von 128 ergibt sich für eine Versorgungsspannung von $AVDD = 5\text{ V}$ ein Messbereich von $\pm 20\text{ mV}$ [4]. Somit ergibt sich bei erwarteten Amplituden des Brückenausgangs von $\hat{U}_d = 200\ \mu\text{V}$ eine am INA128 maximal einzustellende Verstärkung von $V_{INA128,max} = \frac{20\text{ mV}}{200\ \mu\text{V}} = 100$. Dafür ist der Einstellwiderstand auf $R_g = 505,1\ \Omega$ einzustellen [22, S. 14]. Bei dieser hohen Verstärkung kam es bei Tests jedoch sehr häufig zur Sättigung durch Überschreiten des Messbereiches, so dass die Verstärkung auf $V_{INA128} = 10$ reduziert werden musste. Da dieser Wert auch mit dem verwendeten Trimm-Potentiometer nicht exakt nachgebildet werden kann, lässt sich die tatsächlich eingestellte Verstärkung über folgende Gleichung bestimmen [22, S. 14]:

$$V_{INA128} = 1 + \frac{50\text{ k}\Omega}{R_g} \quad (5.1)$$

Die exakte Verstärkung beträgt daher $V_{INA128} = 10,52$ mit $R_g = 5,25\text{ k}\Omega$.

Mit den eingestellten Verstärkungen $V_{INA128} = 10,52$ und $V_{HX711} = 128$ wurde eine erneute Testmessung durchgeführt, bei der die Pedale mit dem Körpergewicht stoßweise belastet wurden. Die resultierenden Zeitverläufe des ADC-Rohwertes und des tarierten ADC-Rohwertes sind in der Abbildung 5.15 dargestellt.

Bei dem tarierten Zeitverlauf wurde der Ruhewert der Brückenausgangsspannung U_d über mehrere Zyklen gemittelt und als Offset gespeichert, der bei der eigentlichen Mes-

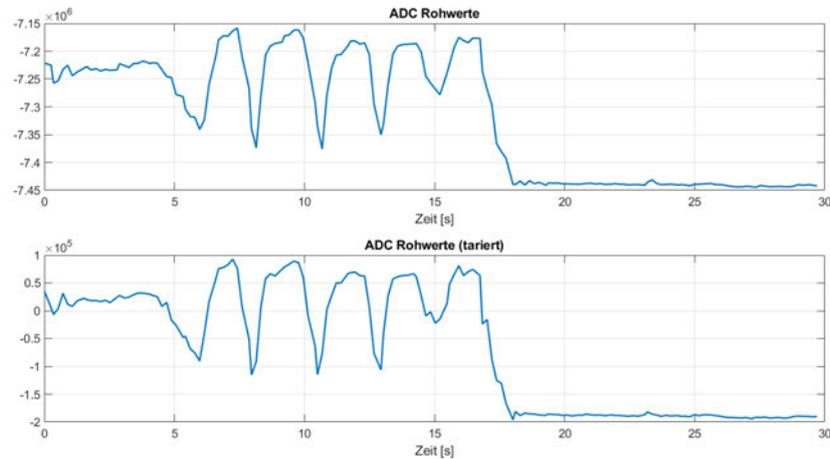


Abbildung 5.15: Testmessung mit INA128 und HX711 bei Pedalbelastung mit Körpergewicht, Verstärkungen: 10,52 und 128

sung von den Messwerten abgezogen wird. Dies wurde notwendig, da die Messbrücke im Ruhezustand mit 1,3mV bereits stark verstimmmt ist. Ursache dafür sind Abweichungen der Nennwiderstandswerte der DMS, welche entweder durch Fertigungstoleranzen oder durch Biegung an der zylindrischen Messstelle begründet sein können.

Betrachtet man die Zeitverläufe in Abbildung 5.15, so fällt auf, dass der Ruhewert nach dem Entlasten der Pedale ab ca. $t = 18$ s deutlich vom Ruhewert zu Beginn der Messung bis ca. $t = 5$ s abweicht.

Wie sich bei der späteren Kalibrierung herausstellen sollte, liegt die Ursache dafür in einer mangelhaften und zu elastischen Klebeverbindung zwischen DMS und Messobjekt.

5.6 Überarbeitung des Konzeptes

Das ursprüngliche Konzept der direkten Messung am Fahrradrahmen hat sich somit als untauglich herausgestellt. Grund für die Untauglichkeit war vorwiegend der verwendete Zweikomponentenkleber, welcher sich im Nachhinein als zu elastisch und damit ungeeignet herausstellte. Somit wurde es erforderlich, die Güte der Klebeverbindung zwischen DMS und Messobjekt mit Hilfe eines Spezialklebers zu erhöhen. Dieser verlangt eine Härtung unter hohen Temperaturen, so dass ein abnehmbarer Messaufnehmer zu desi-

gnen war. Eine Nachrüstbarkeit wird zudem durch einen abnehmbaren Messaufnehmer begünstigt.

Um das Problem der verstimmten Messbrücke in der Ruhelage eventuell in diesem Zuge zu beheben, ist das Design eines Messaufnehmers mit ebenen Flächen für die DMS sinnvoll und logisch.

Mit dem Ziel, das grundsätzliche Konzept der indirekten Erfassung der Kettenzugkraft beizubehalten und den Fahrradrahmen unverändert zu lassen, ist es sinnvoll, sich die Torsion der angefasten Hinterachse zunutze zu machen. Betrachtet man das Ausfallende des Fahrrades in Abbildung 5.16, so erkennt man die Fase der Hinterradachse mit passender Aufnahme sowie zwei Gewindebohrungen am Rahmen. Bei Einwirken einer Kettenzugkraft auf das Ritzel wirkt ein Drehmoment auf die Hinterachse, wodurch diese eine Torsion erfährt. Diese Torsion wird durch das offene Langloch des Ausfallendes an den Rahmen weitergegeben.

Das neue Konzept beruht nun darauf, diese Torsion mit einem metallenen Aufnehmer an die DMS weiterzugeben. Dazu wird die Geometrie des Ausfallendes möglichst genau vermessen und mittels der Software *Autodesk Fusion 360* in ein CAD-Modell überführt, um den Aufnehmer durch eine CNC-Fräse aus Aluminium produzieren zu lassen. Der Aufnehmer wird so aufgebaut, dass er an drei vorgesehenen Festpunkten am Fahrradrahmen befestigt wird, welche einen Bezugsrahmen bilden, veranschaulicht durch die rote Linie in Abbildung 5.17. Die drei Festpunkte werden durch die beiden Gewindebohrungen am Fahrradrahmen, welche für die Aufnahme einer Scheibenbremse gedacht sind, und den Montagepunkt des Schaltwerkes gebildet. Daraus ergibt sich die Abflachung im linksunteren Teil des Messaufnehmers in Abbildung 5.17, so dass nur eine geringe Nachjustierung der Kettenschaltung erforderlich ist.

Das offene Langloch zur Aufnahme der Hinterradachse wird nachgebildet und ein Schlitz zwischen jenem Langloch und dem Bezugsrahmen wird vorgesehen, um eine gewisse Beweglichkeit des Langloches zu ermöglichen. Eine Verjüngung des Materials an ausgewählter Stelle erhöht die mechanische Spannung, welche bei Torsion der Hinterradachse auf den „beweglichen“ Teil des Aufnehmers wirkt (grüner Pfeil in Abbildung 5.17). Dies wird der Bereich sein, an dem die DMS appliziert werden.

²Der reale Messumformer unterscheidet sich optisch von dem Modell, da produktionsbedingt nicht alle Abrundungen hergestellt werden konnten.

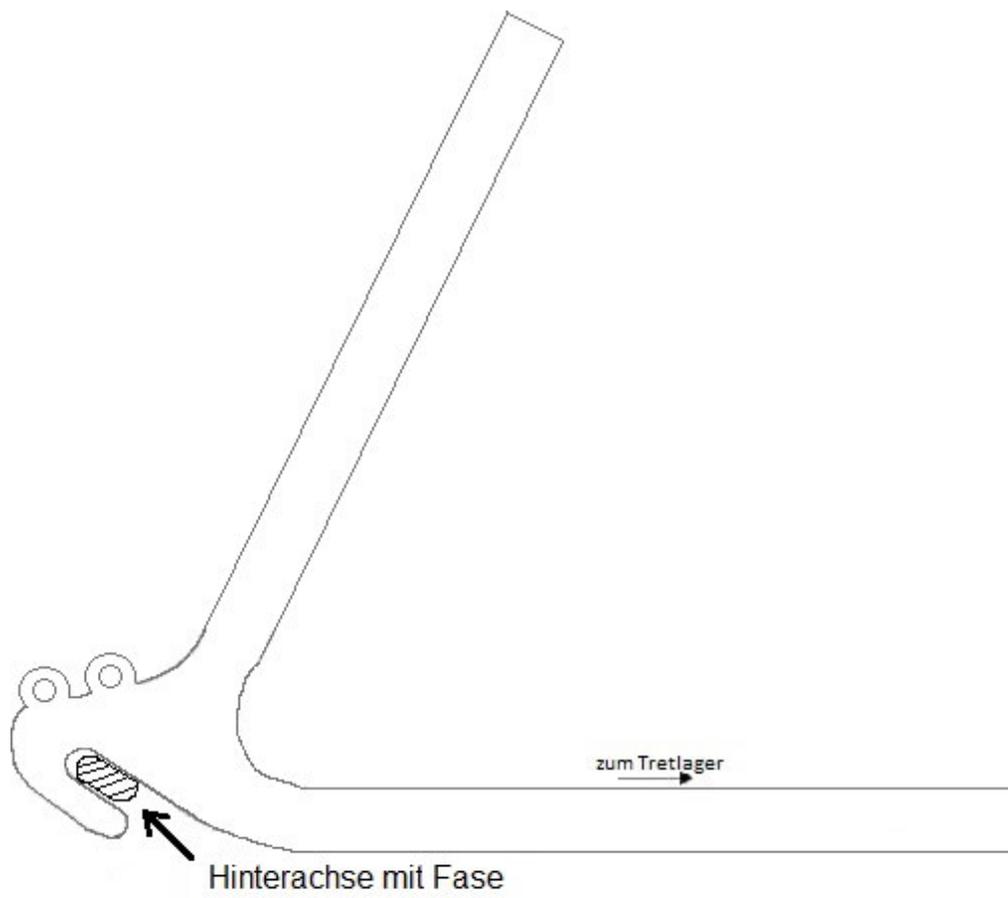


Abbildung 5.16: Ausfallende des Fahrrades (Schema)

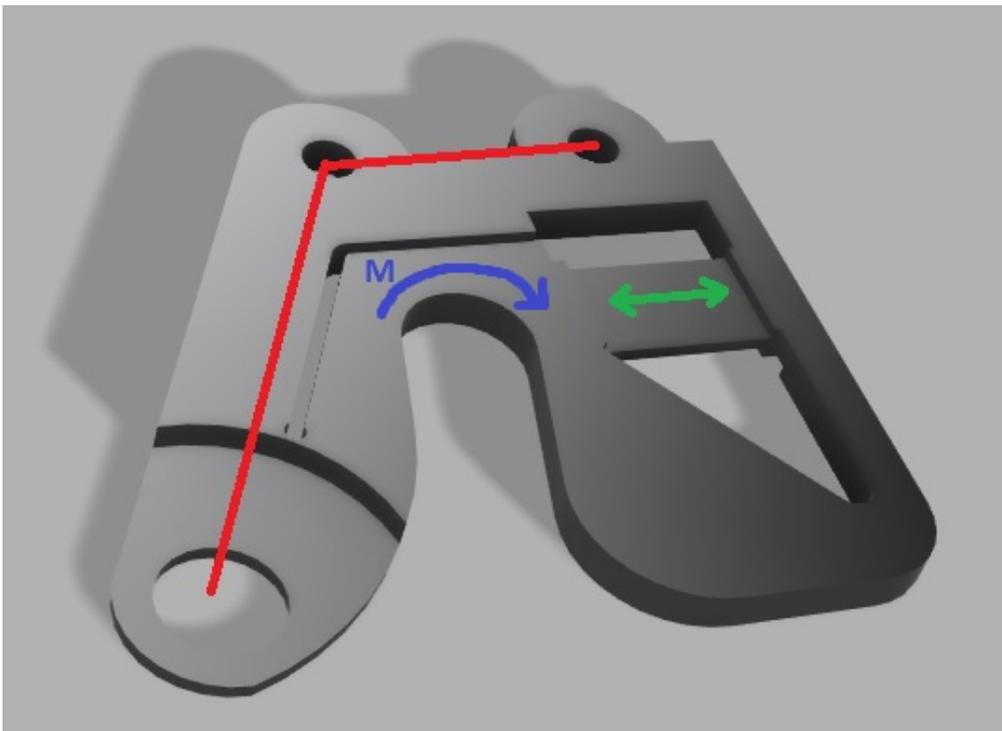


Abbildung 5.17: CAD-Modell und Funktionsprinzip des Messaufnehmers V2²



Abbildung 5.18: Simulation der Spannungsanalyse des Messaufnehmers V2 bei Einwirken von 1 Nm an der Hinterradachse

Eine Simulation der Spannungsanalyse verdeutlicht das grundsätzliche Prinzip des Messaufnehmers V2 in Abbildung 5.18. Dabei wurde das Einwirken eines Drehmoments von willkürlich 1 Nm direkt an der Hinterradachse simuliert.

Die ausgeprägte Verformung in der Simulation ist jedoch nicht als realistisch zu betrachten, da der restliche Fahrradrahmen nicht berücksichtigt wurde. Dieser bietet Stabilität und verhindert eine sichtbare Drehung der Achse, so dass eine derartige Verformung nicht möglich ist. Vielmehr dient die Simulation der Prinzipveranschaulichung.

In Abbildung 5.19 findet sich schließlich ein Signalfussdiagramm, welches die relevanten Systemgrößen und deren Zusammenhänge definiert. Der rötliche Kasten soll dabei

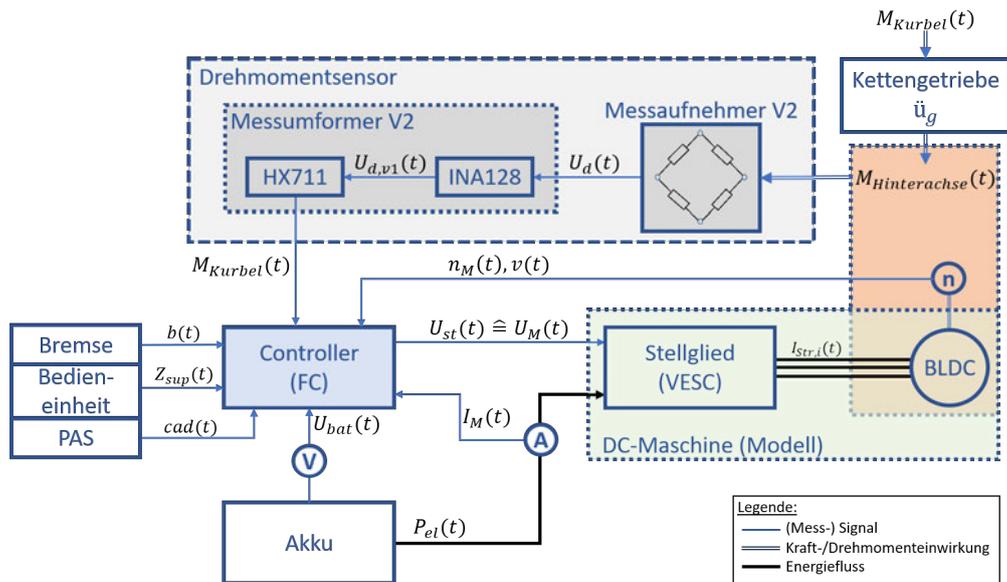


Abbildung 5.19: Signalfussdiagramm des Pedelecs

illustrieren, dass Antriebskraft von BLDC-Motor und Fahrer gleichermaßen auf das Antriebsrad wirken.

5.7 Test des Messaufnehmers V2 mit Messumformer V2

Nach Inbetriebnahme und Überprüfung der Messstelle wurden erste Tests durchgeführt. Dazu wurde der Messumformer zwecks Speisung der Messbrücke angeschlossen und die Brückenausgangsspannung U_d gemessen. Das kettenseitige Fahrradpedal wurde stoßweise in unterschiedlicher Intensität bzw. Stärke belastet, um die Reaktion der Messbrücke zu untersuchen. In der Abbildung 5.20 sind die Belastungen deutlich erkennbar. Im Gegensatz zum ursprünglichen Konzept (vgl. Abb. 5.15) sind die Ruhewerte (hier: ca. 3 mV) stabil und werden auch nach Ablassen der Belastung wieder erreicht. Der grundsätzliche Machbarkeitsbeweis ist somit erbracht.

Bei dieser Messung wurden der Instrumentationsverstärker INA128 sowie der ADC HX711 bewusst zunächst außen vor gelassen, um den zu erwartenden Spannungsbereich bestimmen zu können, da sich dieser erwartungsgemäß vom ursprünglichen Konzept unterscheiden wird.

In der Testmessung war bei höchster Belastung eine Spitze von ca. $6400\ \mu\text{V}$ zu beobachten und liegt damit deutlich über dem Spitzenwert von ca. $200\ \mu\text{V}$ des ursprünglichen Konzeptes (vgl. Kap. 5.4.2).

Die Verstärkungen vom INA128 und HX711 müssen an die neuen Umstände angepasst werden. Mit der vom Entwicklungsboard vorgegebenen Referenzspannung $AVDD = 4,25\text{ V}$ erreicht der HX711 einen Messbereich von $\pm 17\text{ mV}$ bei einer Verstärkung von $V_{HX711,1} = 128$ bzw. von $\pm 34\text{ mV}$ bei einer Verstärkung von $V_{HX711,2} = 64$. Mit dem neuen, deutlich höheren Spitzenwert von $> 6000\ \mu\text{V}$ wird eine zusätzliche Verstärkung durch den INA128 weitestgehend überflüssig, wobei die weitere Verwendung dieses Bauteils wegen des Impedanzwandlers unverändert vorteilhaft ist. Unter der Annahme, dass die gemessene Spitze von $6400\ \mu\text{V}$ einen im Alltag zu erwartenden Maximalwert darstellt, sind folgende Verstärkungen ein sinnvoller Ansatz:

- $V_{INA128} = 4$
- $V_{HX711} = 64$

Auf diese Weise wird der Messbereich $\pm 34\text{ mV}$ zu ca. 75% ausgenutzt, so dass genügend Reserve für unerwartet hohe Spitzen oder mechanisch bedingte Drifterscheinungen vorliegt.

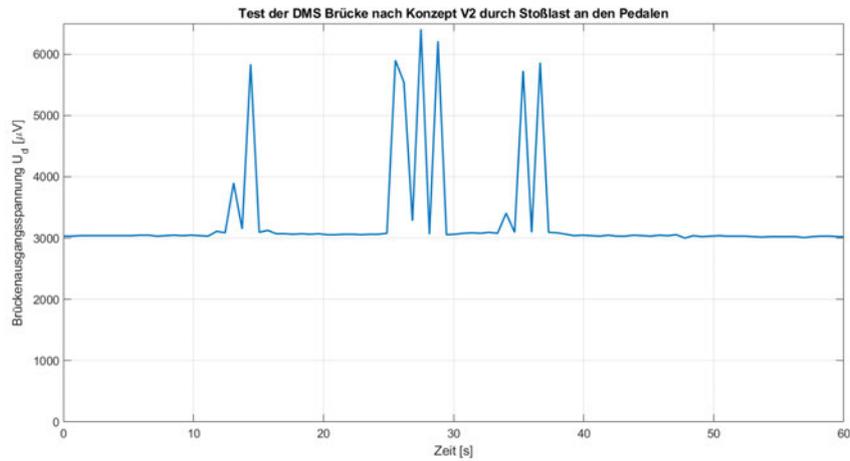


Abbildung 5.20: Testmessung direkt am Brückenausgang U_d bei stoßweiser Pedalbelastung mit Körpergewicht

Zur Bestimmung des Widerstandswertes für den Einstellwiderstand R_g des INA128 folgt aus Gleichung 5.1:

$$R_g = \frac{50 \text{ k}\Omega}{V - 1} \stackrel{V=4}{=} \frac{50 \text{ k}\Omega}{3} = 16,667 \text{ k}\Omega \quad (5.2)$$

Somit steht die Messstelle für die Umsetzung der Drehmomentmessung und Antriebsregelung bereit.

6 Umsetzung

In den folgenden Abschnitten wird die Umsetzung der Konzeption aus Kapitel 5 dargestellt. Um den Umfang im Rahmen zu halten, wird hauptsächlich auf die Umsetzung des überarbeiteten Konzeptes nach Kapitel 5.6 eingegangen.

6.1 Einrichtung der Messstelle

Entscheidend für den Erfolg einer Dehnungsmessung ist die Verbindung zwischen Messobjekt und Messstreifen. Nur wenn eine einwandfreie und flächendeckende Verbindung zwischen Messobjekt und Messstreifen besteht, kann eine Dehnung verlustfrei übertragen werden, daher ist eine sorgfältige Vorbereitung und Anbringung der DMS unabdingbar. In der Literatur finden sich viele hilfreiche Hinweise für eine erfolgreiche Montage, u.a. in [7, Kap. 3] oder [20].

6.1.1 Einrichtung nach ursprünglichem Konzept

Das ursprüngliche Konzept sah vor, die DMS an der Unterstrebe nahe des Ausfallendes zu applizieren. Als Klebstoff wird Zweikomponentenkleber eingesetzt, welcher der Messstelle einen großen Temperaturbereich sowie Langlebigkeit beschert [7, S. 111]. Vor der Montage der DMS sind einige Vorkehrungen zu treffen. Die Messstelle ist von Lackfarbe, Oxidschichten und Verschmutzung zu befreien und gründlich zu entfetten. Die genaue Vorgehensweise ist in [20] sehr anschaulich dargestellt. Die fertiggestellte und verdrahtete Messstelle ist der Abbildung 6.1 zu entnehmen.

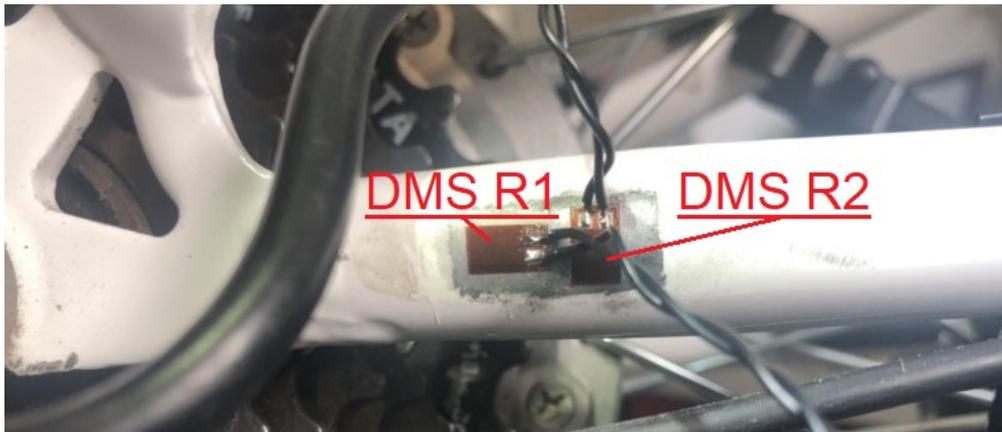


Abbildung 6.1: Messstelle nach ursprünglichem Konzept mit den DMS R_1 , R_2 vorderseitig und R_3 , R_4 rückseitig (nicht sichtbar)

6.1.2 Einrichtung nach überarbeitetem Konzept mit Messaufnehmer V2

In Kapitel 5.4.2 wurde bereits darauf eingegangen, dass die Klebeverbindung der DMS nach ursprünglichem Konzept unzureichend war, weshalb anstelle des haushaltsüblichen Zweikomponentenklebers nun ein Spezialkleber mit der Bezeichnung *M-Bond 610* von Micro Measurements zur Anwendung kommt. Die notwendigen Schritte werden im Folgenden kurz vorgestellt. Für detaillierte Informationen und Anweisungen sei auf die entsprechende Betriebsanleitung in [15] sowie das Sicherheitsdatenblatt in [14] verwiesen.

Vorbereitung des M-Bond 610 Zweikomponentenklebers:

1. Harz und Härter müssen auf Raumtemperatur sein.
2. Härter-Flüssigkeit mithilfe des beigefügten Einwegtrichters in die Flasche des Harzes gießen.
3. Die Flasche mit dem Gemisch verschließen und den Inhalt etwa 10s lang durch Schütteln gründlich vermischen.
4. Das Gemisch vor der Benutzung etwa eine Stunde ruhen lassen.

Vorbereitung der Messstelle:

1. Oberfläche reinigen und entfetten, z.B. mittels Isopropylalkohol.

2. Oberfläche mit Schleifpapier der Körnung 320-400 anschleifen und so lange mit Wattestäbchen reinigen, bis sich die Spitze eines sauberen Wattestäbchens nicht mehr verfärbt.
3. Messstreifen mit einer Pinzette aus der Verpackung nehmen und mit der Klebeseite auf eine chemisch reine Oberfläche legen. Einen sauberen Klebestreifen etwa über die Hälfte des Messstreifens legen.
4. Den Klebestreifen mit dem DMS ausrichten und an der gewünschten Stelle positionieren.
5. Die Anordnung in einem flachen Winkel anheben und scharnierartig zurückklappen. Messstreifen sowie Messstelle mit einer dünnen Schicht des Klebers benetzen. Anschließend den Kleber bei Raumtemperatur und etwa 50% relativer Luftfeuchte für 5 bis 30 Minuten antrocknen lassen.
6. Die Anordnung wieder in die ursprüngliche Position zurückklappen und leicht andrücken.
7. Die Anordnung mit Teflonband überlagern und eine etwa 2,5 mm starke Silikongummimatte und Aluminiumplatte mit einer Größe leicht über der Größe der Messstelle auflegen und mit einer Klammer anpressen.
8. Die Anordnung mitsamt Pressvorrichtung bei 125 °C für zwei Stunden oder bei 150 °C für eine Stunde aushärten.
9. Nach Abkühlen auf mindestens 55 °C die Anordnung ohne Anpressdruck für weitere zwei Stunden bei einer Temperatur von 30 °C über der verwendeten Aushärtetemperatur nachhärten. Dabei ist zu beachten, dass die Nachhärtemperatur bei Aluminium als Messobjektmaterial nicht mehr als 175 °C betragen sollte.

Das Resultat der DMS-Applikation ist in der Abbildung 6.2 zu sehen.

Nach Anlöten der verdrehten Anschlussleitungen konnte der Messaufnehmer V2 an der vorgesehenen Stelle am Ausfallende des Fahrrades montiert und angeschlossen werden. Die so hergerichtete Messstelle ist in der Abbildung 6.3 veranschaulicht.

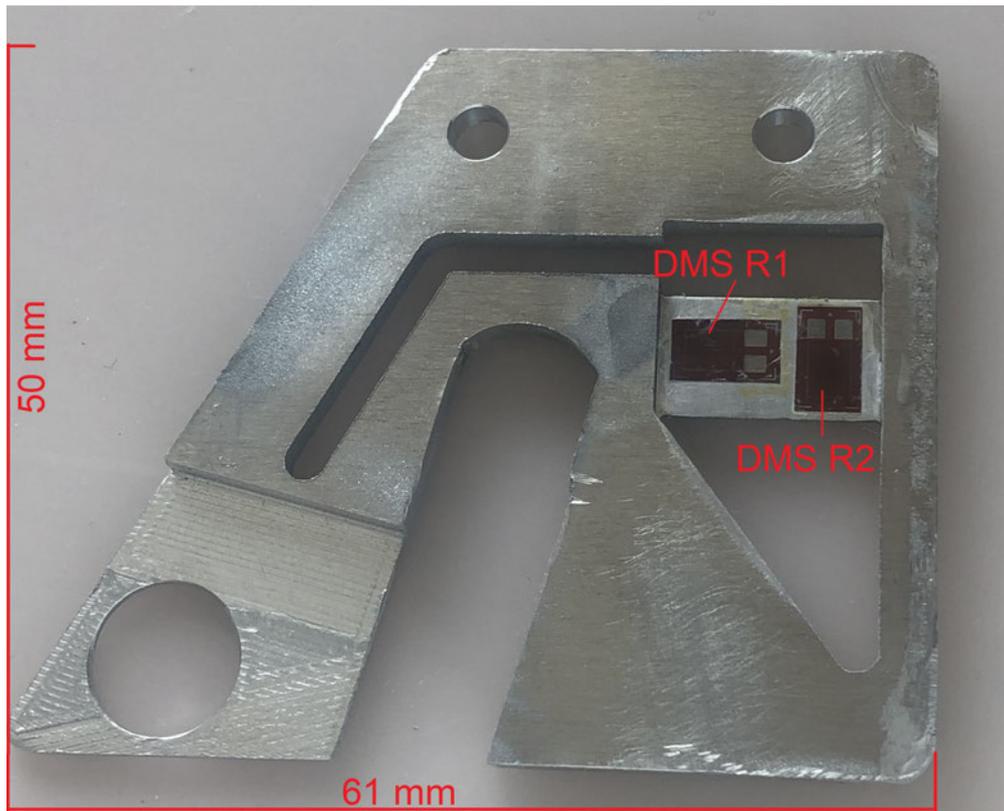


Abbildung 6.2: Messaufnehmer V2 nach überarbeitetem Konzept mit den applizierten DMS R_1 , R_2 vorderseitig und R_3 , R_4 rückseitig (nicht sichtbar)

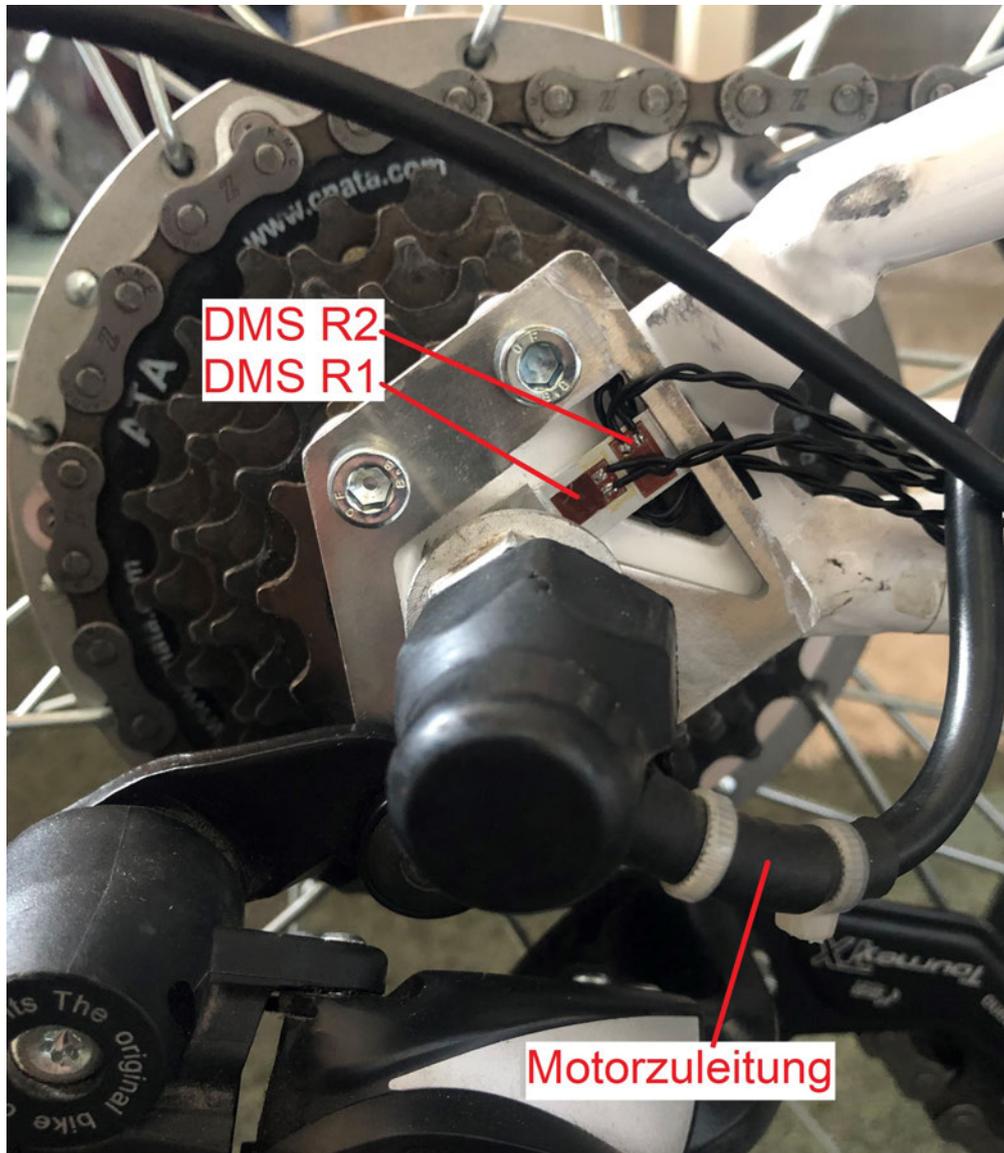


Abbildung 6.3: Messstelle nach überarbeitetem Konzept mit den DMS R_1 , R_2 vorderseitig und R_3 , R_4 rückseitig (nicht sichtbar)

6.1.3 Überprüfung der Messstelle

Vor der Inbetriebnahme der Messstelle muss diese auf ordnungsgemäße Applikation der DMS geprüft werden. Dies erfolgt gemäß [7, Kap. 3.5] nach folgenden Gesichtspunkten:

- Optische Prüfung (Lupe): Einschlüsse oder Luftblasen zu erkennen?
- Flussmittelreste zwischen den Lötunkten entfernt?
- Widerstand der DMS jeweils innerhalb der Toleranz $R_{DMS} = R_{DMS,nenn} \pm 0,25\%$?
- Isolationswiderstand gegen das Messobjekt $\geq 2000 M\Omega$?

Zusätzlich zu den genannten Prüfungen wird der „Radiergummi-Test“ empfohlen. Bei diesem Test wird ein Radiergummi senkrecht auf die Messstelle gedrückt und dabei die Brückenausgangsspannung U_d beobachtet. Nach Wegnahme des Radiergummis muss die Brückenausgangsspannung wieder auf den Ausgangswert zurückgehen, wobei eine Abweichung von $> 2 \mu m/m$ auf eine fehlerhafte Klebeverbindung hindeutet.

Zur Auswertung des Radiergummi-Tests muss zunächst eine Umrechnung von $\mu m/m$ auf mV/V erfolgen. Dazu bedient man sich der Ausgangsgleichung aus der Abbildung 2.2. Die dort aufgeführten Dehnungen $\epsilon_1 \dots \epsilon_4$ sind im Falle einer Längsdehnung ϵ_F betraglich gleich, wobei die Querdehnungen ϵ_2, ϵ_4 das v -fache der Längsdehnung mit entgegengesetztem Vorzeichen betragen.

Die Ausgangsgleichung lautet somit [7, S. 156 f.]:

$$\frac{U_d}{U_s} = \frac{1}{4} \cdot 2k(1+v) \cdot \epsilon_F \quad (6.1)$$

Setzt man in Gleichung 6.1 den k-Faktor der DMS mit $k = 2,1$, die Querkontraktionszahl für Aluminium mit $v = 0,35$ sowie eine Längsdehnung von $\epsilon_F = 1 \mu m/m$ ein, so folgt:

$$\frac{U_d}{U_s} = \frac{1}{4} \cdot 2 \cdot 2,1(1+0,35) \cdot 1 \frac{\mu m}{m} = 1,4175 \frac{\mu V}{V} \quad (6.2)$$

Die Brückenausgangsspannung darf demnach bei dem Radiergummitest maximal $2,835 \mu V/V$ bzw. $12,05 \mu V$ bei $U_s = 4,25 V$ vom Ausgangswert abweichen.

Die Ergebnisse der Prüfung sind in Tabelle 6.1 aufgelistet.

DMS Nr.	Optische Prüfung	Widerstand [Ω]	Isolationswiderstand [$M\Omega$]	Radiergummitest vorher nachher [μV]
1	i.O.	350,3	>30	2429 2421
2	i.O.	350,2	>30	2421 2421
3	i.O.	350,1	>30	2421 2429
4	i.O.	350,0	>30	2429 2429

Tabelle 6.1: Überprüfung der Messstelle nach Konzept V2

Die Überprüfung ergab, dass die Messstelle in Ordnung war. Eine Bestimmung des Isolationswiderstandes über $2000 M\Omega$ war mit dem verwendeten Messgerät *ABB Metrawatt METRA Hit 16S* nicht möglich, da dieses nur bis $30 M\Omega$ messen kann. Da für alle DMS der Messbereich überschritten wurde, kann von einem ausreichend großen Isolationswiderstand ausgegangen werden.

Bei den Ergebnissen des Radiergummi-Tests sei zu beachten, dass das verwendete Messgerät eine Auflösung von $7,8 \mu V$ hatte. Die Diskretisierung könnte die Ergebnisse also möglicherweise verfälscht haben. Da die Messwerte vor- und nach dem Aufdrücken des Radiergummis jedoch sehr ähnlich sind, wird von einer intakten Klebeverbindung ausgegangen.

6.2 Kalibrierung des Messumformers

In den folgenden Abschnitten wird der Messumformer kalibriert. Dazu wird die Kennlinie $U_d = f(M_{Kurbel})$ aufgenommen und mittels der Umkehrfunktion $M_{Kurbel} = f(U_d)$ validiert.

Außerdem wird die Kennlinie $U_d = f(I_M) \sim f(M_M)$ aufgenommen, um Kenntnis über den Einfluss des Motordrehmoments M_M auf die Brückenausgangsspannung U_d zu erlangen.

Die Kettengangschaltung wird dabei auf $\ddot{u}_g = \frac{z_{Ritzel}}{z_{Kurbel}} = \frac{16}{42}$ eingestellt und wird dauerhaft auf dieser Einstellung belassen. Somit berücksichtigt der Sensormesswert durch die Kalibrierung bereits das Übersetzungsverhältnis. Andernfalls müsste die Fahrradsteuerung Kenntnis über das aktuelle Übersetzungsverhältnis haben, um die Pedallast anhand der Brückenausgangsspannung in Abhängigkeit des Übersetzungsverhältnisses zu bestimmen.

6.2.1 Aufnahme der Kennlinie $U_d = f(M_{Kurbel})$

Zunächst wird die Kennlinie der Brückenausgangsspannung U_d als Funktion der Pedallast M_{Kurbel} aufgenommen. Dazu werden die Pedale in die horizontale Position gebracht, so dass die Kraftwirkung $M_{Kurbel} = F_{Pedal} \cdot r_{Kurbel} \cdot \cos(\alpha)$ ¹ am größten ist, und mit definierten Gewichten belastet.

Die verstärkte Brückenausgangsspannung $U_{d,v1} = V_{INA128} \cdot U_d$ wird mittels des HX711 gemessen.

Es werden mehrere Messreihen durchgeführt, deren Mittelwerte in der Tabelle 6.2 aufgeführt sind. Das Drehmoment an der Kurbel $M_{Kurbel} = F_{Pedal} \cdot r_{Pedal}$ wurde anhand der aufgelegten Gewichte mit einem Radius von $r_{Pedal} = 0,17\text{ m}$ berechnet.

Gewicht Pedal [kg]	Drehmoment Kurbel [Nm]	Brückenausgang $\bar{U}_{d,v1}$ [μV]
0	0,00	10128
5	8,34	10438
10	16,68	11369
15	25,02	13488
20	33,35	15343
25	41,69	17698
30	50,03	19713
35	58,37	22047
40	66,71	23720

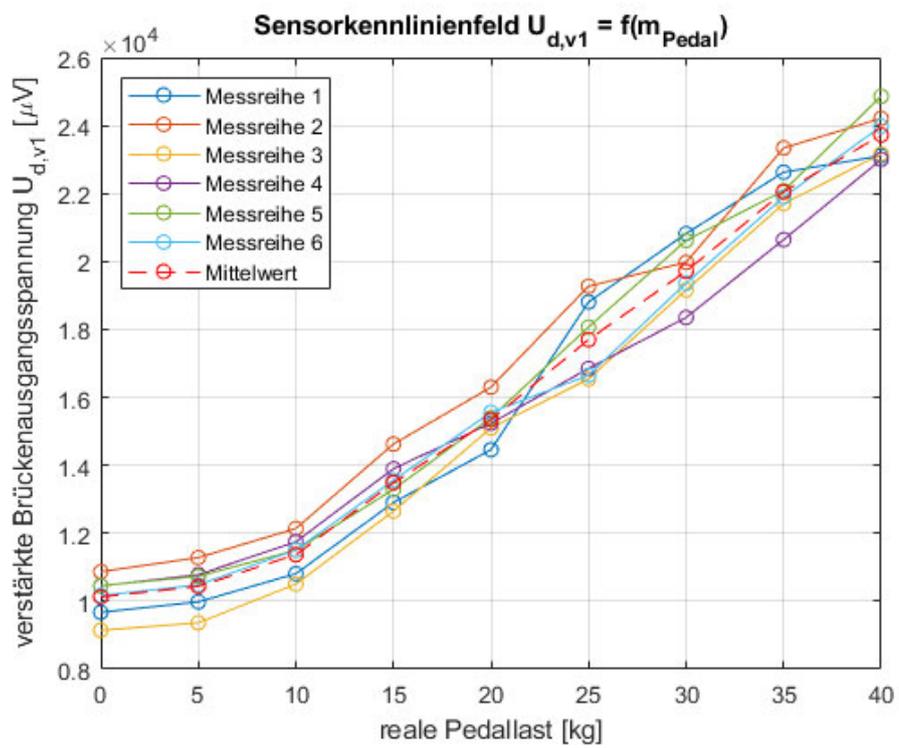
Tabelle 6.2: Aufnahme der Kennlinie $U_{d,v1} = f(m_{Pedal}) \sim U_d = f(M_{Kurbel})$

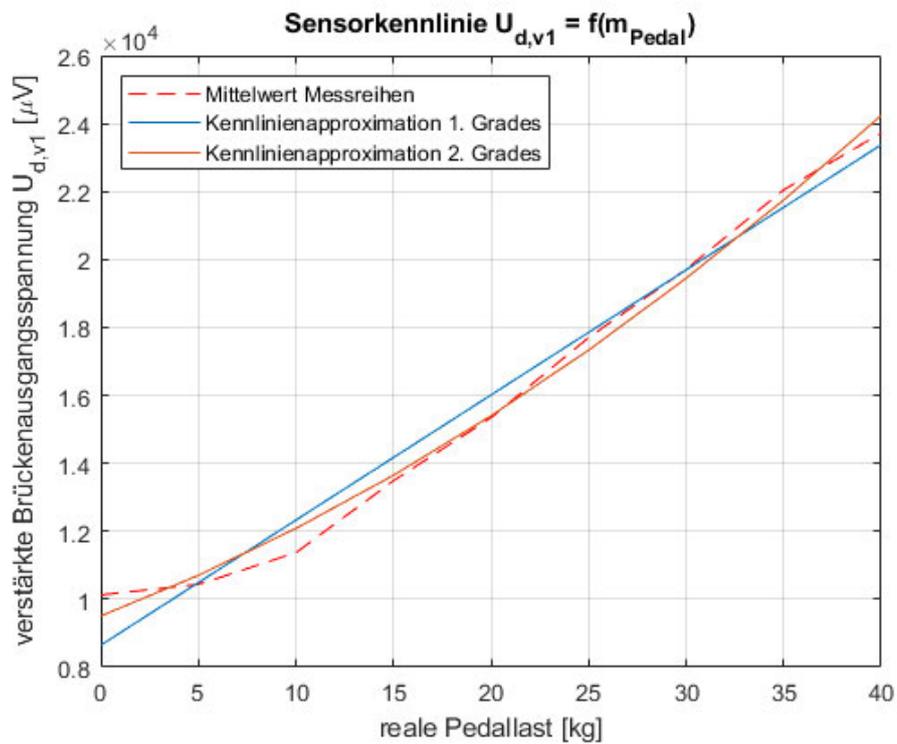
Das Kennlinienfeld der durchgeführten Messungen ist in Abbildung 6.4 dargestellt.

6.2.2 Validierung der Kennlinie $U_d = f(M_{Kurbel})$ mittels Umkehrfunktion

Um anhand der verstärkten Brückenausgangsspannung $U_{d,v1}$ die Pedallast zu bestimmen, muss eine Umkehrfunktion zu der in Kapitel 6.2.1 gemessenen Kennlinie gefunden werden. Dazu werden die Messpunkte der Mittelwertkurve $\bar{U}_{d,v1}$ (rot gestrichene Kurve in Abbildung 6.4) durch eine Lineare und ein Polynom 2. Grades approximiert. Beide Approximationen sind in Abbildung 6.5 grafisch dargestellt. Wie erwartet wird die Kurve $\bar{U}_{d,v1}$ durch ein Polynom 2. Grades deutlich besser approximiert. Die Erhöhung des

¹Der Winkel α sei hier auf die Horizontale bezogen.

Abbildung 6.4: Kennlinienfeld der Messreihe $U_{d,v1} = f(m_{Pedal})$

Abbildung 6.5: Approximationen Kennlinie $\bar{U}_{d,v1} = f(m_{Pedal})$

Grades des Approximationspolynoms würde eine weitere Verbesserung bewirken, jedoch lassen sich Polynome mit höherer Ordnung als zwei nur in seltenen Ausnahmefällen analytisch lösen.

Die bestimmten Approximationspolynome 1. und 2. Grades lauten für $y_i = U_{d,v1}$ und $x = m_{Pedal}$:

$$y_1 = a_{11} \cdot x + a_{10} = 368,18 \cdot x + 8647,52 \quad (6.3)$$

$$y_2 = a_{22} \cdot x^2 + a_{21} \cdot x + a_{20} = 3,69 \cdot x^2 + 220,76 \cdot x + 9507,50 \quad (6.4)$$

Die Umkehrfunktionen zur Errechnung der Pedallast m_{Pedal} anhand der gemessenen Brückenausgangsspannung $U_{d,v1}$ lauten entsprechend:

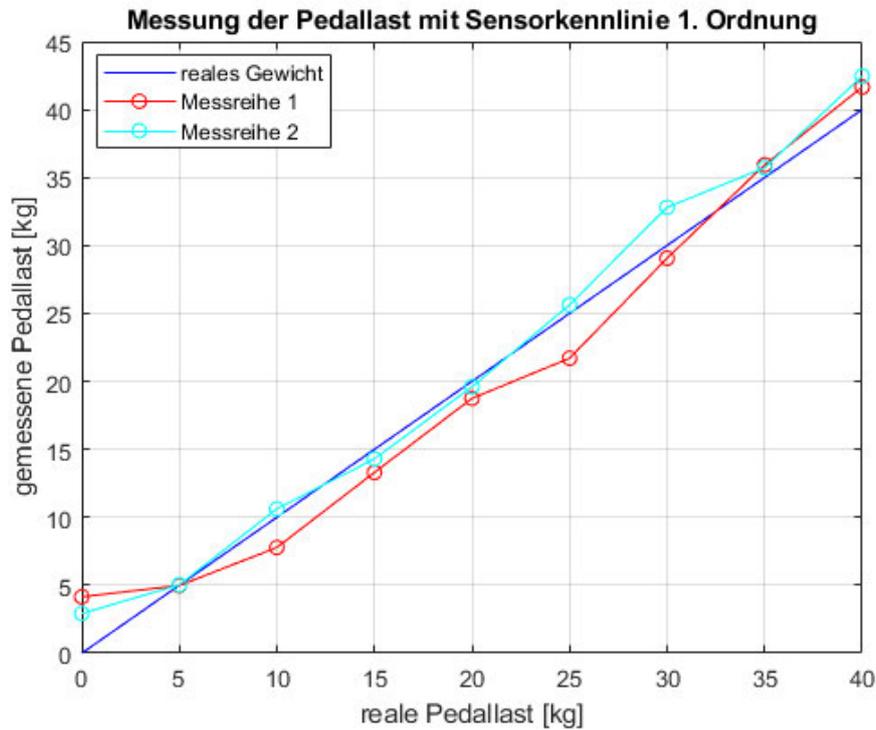


Abbildung 6.6: Ermittlung der Pedallast anhand der Umkehrfunktion 6.5

$$x_1 = \frac{y - a_{10}}{a_{11}} = \frac{y - 8647.52}{368.18} \quad (6.5)$$

$$x_2 = -\frac{a_{21}}{2a_{22}} + \sqrt{\left(\frac{a_{21}}{2a_{22}}\right)^2 - \frac{a_{20} - y}{a_{22}}} = -29,95 + \sqrt{896,99 - \frac{9507,5 - y}{3,69}} \quad (6.6)$$

Zur besseren Vergleichbarkeit während der Messungen wird auf eine Umrechnung in ein Drehmoment verzichtet und die Belastung in Kilogramm gemessen.

Zur Validierung der Kennlinie werden die Pedale erneut mit definierten Gewichten belastet und die verstärkte Brückenausgangsspannung $U_{d,v1}$ gemessen. Jeweils mit der Umkehrfunktion 6.5 bzw. 6.6 wird die Pedallast in Kilogramm errechnet. Die Ergebnisse jeweils zweier Messreihen sind in Abbildung 6.6 für lineare Approximation bzw. in Abbildung 6.7 für quadratische Approximation aufgeführt.

In beiden Fällen ist die Ermittlung der Pedallast ausreichend gut. Die größte Abweichung vom realen Gewicht erfolgte bei $m_{Pedal} = 0$. Da in diesem Fall die Kadenz ebenfalls Null

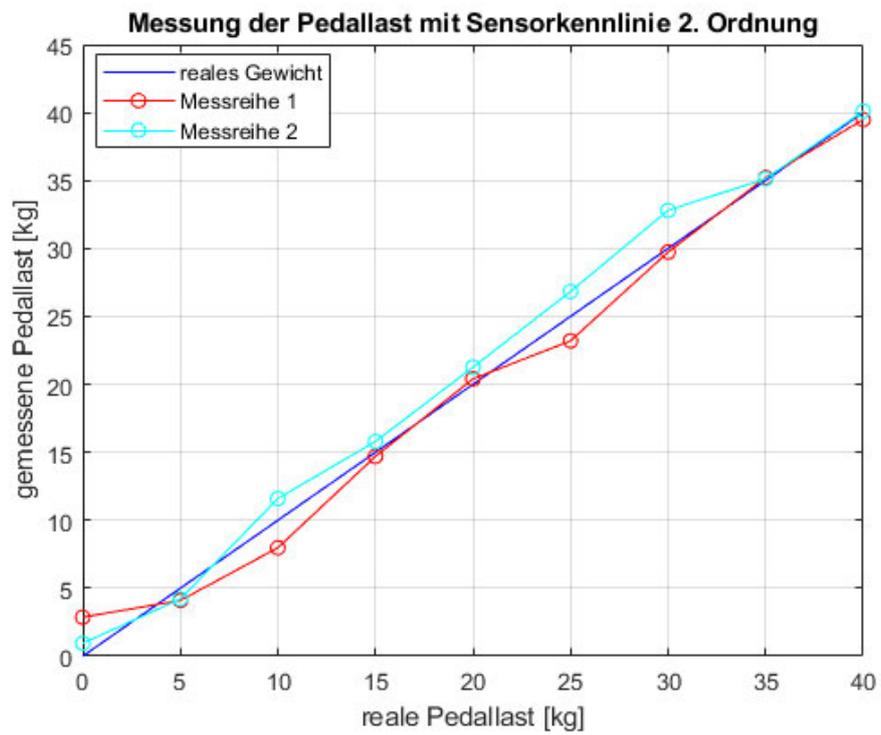


Abbildung 6.7: Ermittlung der Pedallast anhand der Umkehrfunktion 6.6

betragen wird und somit die Antriebsregelung inaktiv ist, spielt das jedoch keine Rolle. Die mittlere Abweichung vom realen Gewicht beträgt für lineare Approximation der Kennlinie 6,05 %, bei quadratischer Approximation der Kennlinie 7,06 %. Somit bietet die Umkehrfunktion 6.5 die bessere Ermittlung der Pedallast bei gleichzeitig kürzerer Berechnungsdauer mit lediglich einer Subtraktion und einer Division, und wird im weiteren Verlauf Anwendung finden.

6.2.3 Aufnahme der Kennlinie $U_d = f(I_{Motor})$

Bei dem vorliegenden System mit Heckantrieb wirken Antriebsdrehmoment M_M des Motors und Antriebsdrehmoment M_{Kurbel} des Fahrenden über das Kettengetriebe gleichermaßen auf die Antriebsachse und somit auch auf den Drehmomentsensor ein. Betrachtet man also das gesamte Antriebssystem, misst der Drehmomentsensor das Drehmoment an der Antriebsachse, für welches gilt:

$$M_{Hinterachse} = \ddot{u}_g \cdot M_{Kurbel} + M_M \quad (6.7)$$

Regelungstechnisch betrachtet handelt es sich hierbei um eine Mitkopplung, die zu instabilem Regelverhalten führt. Der Anteil des Motors am Drehmoment der Hinterachse muss also zwingend bestimmt und herausgerechnet werden. Daher ist die Kennlinie $U_d = f(I_M) \sim U_d = f(M_M)$ aufzunehmen. Dazu wird der Stromregler aus Kapitel 6.3 mit einem Rechtecksignal $w_{i1} = 1 A$ bzw. $w_{i2} = 5 A$ als Führungsgröße beaufschlagt und die Zeitverläufe des Motorstromes $I_M(t)$ und der verstärkten Brückenausgangsspannung $U_{d,v1}(t)$ aufgezeichnet. Damit es zu einem nennenswerten Aufbau eines Motorstromes/-Motordrehmomentes kommen kann, wird das Fahrrad mit einer Person belastet und eine rein elektrisch betriebene Fahrt auf ebener Fläche zugelassen. Dabei wurde im Wechsel eine asphaltierte Straße, ein Schotterweg und eine Wiese befahren, um eine möglichst hohe und schwankende Belastung des Motors herbeizuführen. Das Messergebnis ist in der Abbildung 6.8 zu sehen. Wider Erwarten gibt es keinen messbaren Einfluss des Motors auf den Drehmomentsensor. Zu erklären wäre dies möglicherweise durch die Rahmengometrie: Torsionskräfte der Antriebswelle teilen sich gleichermaßen auf beide Seiten der Achsaufnahme auf und werden vom Rahmen weitestgehend absorbiert, während Torsionskräfte aufgrund des Pedalierens auf der Kettenseite konzentriert sind und direkt auf den Messaufnehmer übertragen werden.

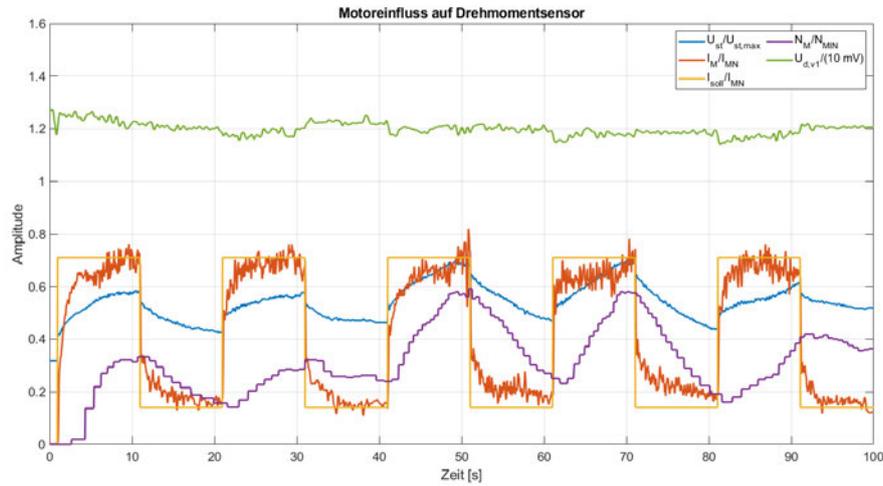


Abbildung 6.8: Einfluss des Motors auf die Brückenausgangsspannung $U_{d,v1}$

Mit einer regelungstechnischen Mitkopplung ist somit nicht zu rechnen, so dass diesbezüglich keine weiteren Maßnahmen erforderlich sind.

6.3 Entwurf des Regelungsalgorithmus

Die Regelung des Antriebs soll durch eine Drehmoment- respektive Stromregelung erfolgen. Zur Auslegung und Optimierung von Regelkreisen werden dimensionslose Größen benötigt, daher muss eine geeignete Normierung durchgeführt werden [19, S. 49]. Zusätzlich bietet eine Normierung den Vorteil, dass sich Vereinfachungen ergeben. Führt man eine Normierung auf jeweilige Nennwerte ein, so ergibt sich für den Ankerstromkreis aus Gleichung 2.7 nach Isolierung der Eingangsgröße U_M :

$$\frac{U_M}{U_{MN}} = \underbrace{\frac{R_M \cdot I_{MN}}{U_{MN}}}_{:=K_M^{-1}} \cdot \frac{I_M}{I_{MN}} + \frac{L_M R_M I_{MN}}{R_M \cdot U_{MN}} \cdot \frac{d \frac{I_M}{I_{MN}}}{dt} + \frac{U_q}{U_{MN}} \quad (6.8)$$

Mit den Definitionen

$$\begin{aligned}u_M &:= \frac{U_M}{U_{MN}}, \quad u_q := \frac{U_q}{U_{MN}}, \quad i_M := \frac{I_M}{I_{MN}} \\K_M &:= \frac{U_{MN}}{R_M \cdot I_{MN}} \\T_M &:= \frac{L_M}{R_M}\end{aligned}$$

ergibt sich aus Gleichung 6.8:

$$u_M - u_q = \frac{1}{K_M} \cdot \left(i_M + T_M \cdot \frac{di_M}{dt} \right) \quad (6.9)$$

Aus Gleichung 6.9 ergibt sich nach der Laplace-Transformation die Übertragungsfunktion eines PT_1 -Gliedes mit der Zeitkonstante T_M , der Verstärkung K_M und $u_M - u_q$ als Eingangsgröße sowie i_M als Ausgangsgröße:

$$G_{s,el}(s) = \frac{i_M(s)}{u_M(s) - u_q(s)} = \frac{K_M}{1 + T_M \cdot s} \quad (6.10)$$

Die Zeitgleichung 2.10 des Motortreibers beschreibt ebenfalls ein PT_1 -Glieder mit der Übertragungsfunktion

$$G_{s,St}(s) = \frac{u_M(s)}{u_{St}(s)} = \frac{K_{St}}{1 + T_{St}(s)} \quad (6.11)$$

Aus der allgemeinen mechanischen Bewegungsgleichung

$$M_i - M_w = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (6.12)$$

folgt nach Einführung der Normierungs-Definitionen

$$\begin{aligned}m_M &:= \frac{M_M}{M_{MN}}, \quad m_w := \frac{M_w}{M_{MN}} \\ \omega_M &:= \frac{\Omega_M}{\Omega_{MLN}} = \frac{2\pi \cdot n_M}{2\pi \cdot n_{MLN}} = n_M \\ T_H &:= \frac{J_g \cdot \Omega_{MLN}}{M_{MN}}\end{aligned}$$

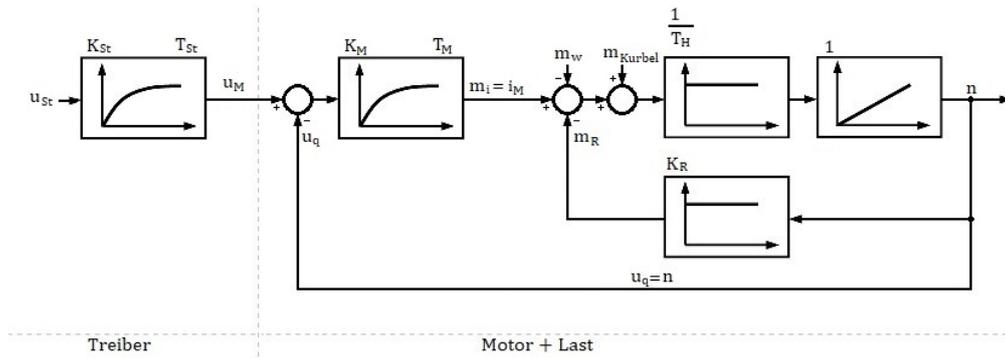


Abbildung 6.9: Blockschaltbild des normierten Antriebssystems

die normierte Beschreibung des mechanischen Hochlaufs:

$$m_M - m_w = T_H \cdot \frac{dn_M}{dt} \quad (6.13)$$

Die Laplace-Transformation der Gleichung 6.13 liefert ein Integrationsglied mit $m_M - m_w$ als Eingang und der normierten Drehzahl n_M als Ausgang:

$$G_{s,mech}(s) = \frac{n_M(s)}{m_M(s) - m_w(s)} = \frac{1}{T_H \cdot s} \quad (6.14)$$

Zusätzlich ergeben sich durch die Normierung folgende Vereinfachungen, für deren Herleitung auf [19] verwiesen sei:

$$\begin{aligned} u_q &= n_M \\ m_M &= m_i = i_M \end{aligned}$$

Die Regelstrecke vereinfacht sich somit unter Berücksichtigung der Reibung zu dem in Abbildung 6.9 dargestellten Blockschaltbild.

6.3.1 Systemidentifikation

Die Identifikation der unbekannt Systemparameter erfolgt anhand verschiedener Messungen. Ein technisches Datenblatt liegt nicht vor, so dass lediglich die Nennleistung

$P_{MN} = 250\text{ W}$, der Nennstrom $I_{MN} = 7\text{ A}$, die Nennspannung $U_{MN} = 36\text{ V}$ sowie die maximale Akkuspannung $U_{M,max} = 42\text{ V}$ bekannt sind.

Nennbetrieb

Die im FC bereits vorinstallierte Leistungsregelung wurde auf den Sollwert $P_{soll} = P_{MN} = 250\text{ W}$ eingestellt, und das Pedelec somit im Nennarbeitspunkt betrieben. So konnte die Nenndrehzahl $N_{MN} = 146,2\text{ min}^{-1}$ und das zugehörige Nenndrehmoment $M_{MN} = 16,33\text{ Nm}$ ermittelt werden.

Treiber und Ankerstromkreis

Zur Identifikation des Ankerstromkreises wurden die Sprungantworten von Ankerkreis und Treiber mit verschiedenen Stellgrößen bei Motorstillstand aufgezeichnet. Dabei wurde die Stellgröße nur so weit erhöht, dass die Stromaufnahme im Stillstand nicht mehr als den halben Nennstrom beträgt.

Aus der Sprungantwort des blockierten Motors in der Abbildung 6.10 geht hervor, dass Ankerkreis und Treiber in Kombination ein PT_2 -Verhalten aufweisen, wie auch bereits in der Modellierung vorgesehen.

Mit Hilfe des MATLAB-Befehls `procest()` wurden die Parameter von Treiber und Ankerstromkreis als Verzögerungsglied 2. Ordnung (P2) anhand der gemessenen und normierten Daten $u_{St}(t)$ und $i_M(t)$ aus Abbildung 6.10 geschätzt.

Das gleiche Vorgehen wurde bei den Sprungantworten mit anderen Stellgrößen wiederholt und dabei festgestellt, dass die Ankerstromstärke insbesondere im niedrigen Stellgrößenbereich nicht direkt proportional zu dieser ist. Die U/I-Kennlinie in Abbildung 6.11 zeigt dieses Phänomen deutlich. Es folgt, dass für Ankerspannungen unter 3 V der Ersatz-Ankerwiderstand stark zunimmt. Da solch niedrige Ankerspannungen aber eher unwahrscheinlich sind, wird zur Widerstandsbestimmung nur der lineare Teil der Kennlinie für $U_M > 3\text{ V}$ betrachtet. Dieser Wertebereich ergibt sich bei Stellgrößen ab ca. $u_{St} > 8\%$. Der Ersatz-Ankerwiderstand liegt demnach bei $R_M = 1,7383\ \Omega$. Bei Parameterschätzung der Sprungantworten mit Stellgrößen im Bereich 8...17% (linearer Bereich in Abbildung 6.11) ergaben sich weiterhin leicht unterschiedliche Verstärkungen, so dass die endgültige gesamte Streckenverstärkung zu $K_g = 1.9925$ bestimmt wurde.

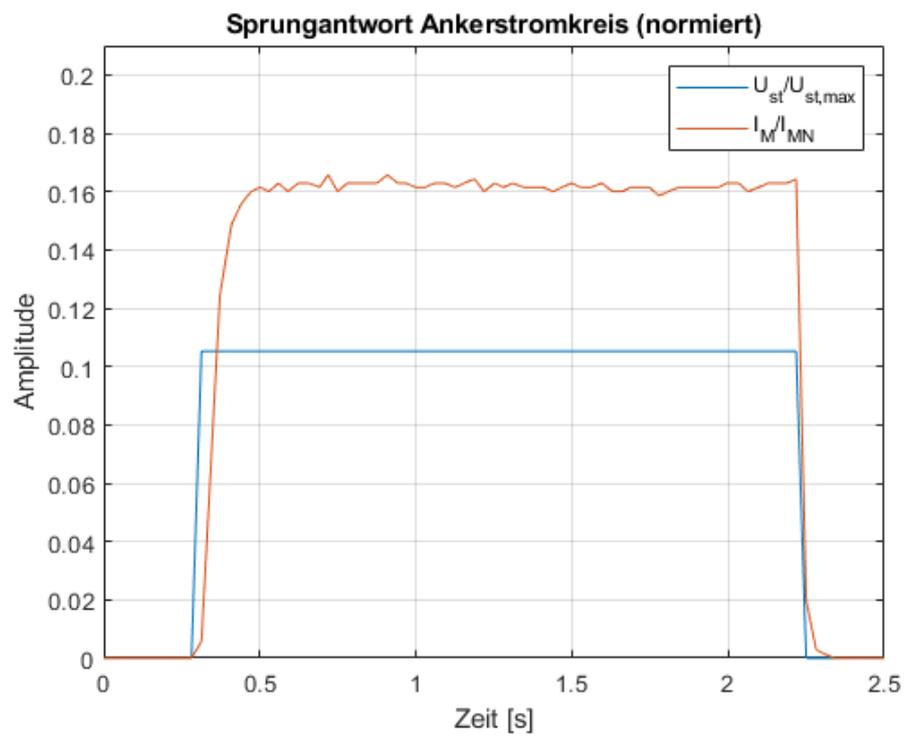


Abbildung 6.10: Sprungantwort des blockierten Motors zur Identifikation von Ankerstromkreis inkl. Treiber

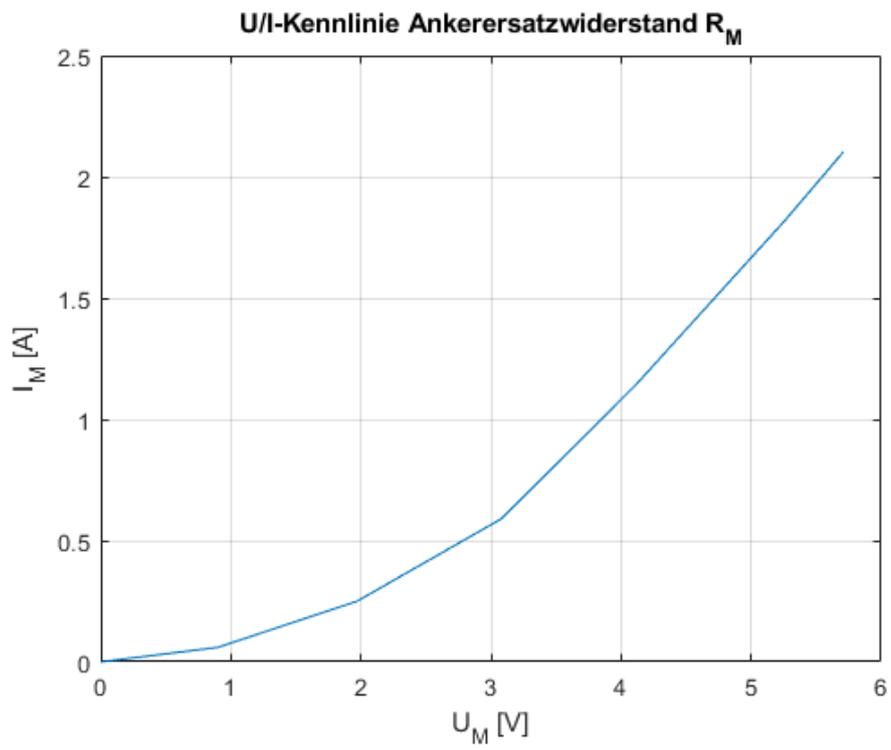


Abbildung 6.11: U/I-Kennlinie zur Bestimmung des Anker-Ersatzwiderstandes

Alle Parameter der Ankerkreisidentifikation wurden in Tabelle 6.3 aufgelistet.

Parameter	Wert	Bezeichnung
T_M	0,0373 s	Zeitkonstante Ankerstromkreis
T_{St}	0,0224 s	Zeitkonstante Treiber
K_g	1,9925	Gesamtverstärkung Treiber + Ankerstromkreis

Tabelle 6.3: Geschätzte Systemparameter von Treiber und Ankerstromkreis

Die Verstärkung K_{St} des Treibers wird durch die Vorschrift

$$K_{St} = \frac{\Delta U_M / U_{M,max}}{\Delta U_{St} / U_{St,max}} \quad (6.15)$$

bestimmt [19, S. 56].

Mit $\Delta U_M = 42 V$, $U_{M,max} = 42 V$, $\Delta U_{St} = 3,2 V$ und $U_{St,max} = 3,2 V$ folgt für die Treiberverstärkung:

$$K_{St} = \frac{42 V / 42 V}{3,2 V / 3,2 V} = 1 \quad (6.16)$$

Dabei sei zu beachten, dass die Verstärkung des Stellgliedes strenggenommen von der Akkuspannung abhängig ist:

$$K_{St*} = \frac{U_{Bat} / U_{M,max}}{\Delta U_{St} / U_{St,max}} = \frac{U_{Bat}}{U_{M,max}} \quad (6.17)$$

Zur Vereinfachung des Entwurfes und Verkürzung der Rechenzeit wird jedoch eine konstante Akkuspannung angenommen. Der spätere Reglerentwurf wird zu dem zeigen, dass die Verstärkung keinen Einfluss auf Stabilität und stationäre Genauigkeit hat.

Aus der Gesamtverstärkung K_g lässt sich nun die Ankerkreisverstärkung K_M isolieren:

$$K_g = K_{St} \cdot K_M \leftrightarrow K_M = \frac{K_g}{K_{St}} = \frac{1,9925}{1} = 1,9925 \quad (6.18)$$

Die Bewertung der geschätzten Ankerkreis- und Stellglied-Parameter erfolgt in Abbildung 6.12 anhand der gemessenen Sprungantwort und einer simulierten Sprungantwort mit $u_{St} = 14,7\%$. Dabei wurde eine zufriedenstellende Übereinstimmung von 96,1% erreicht.

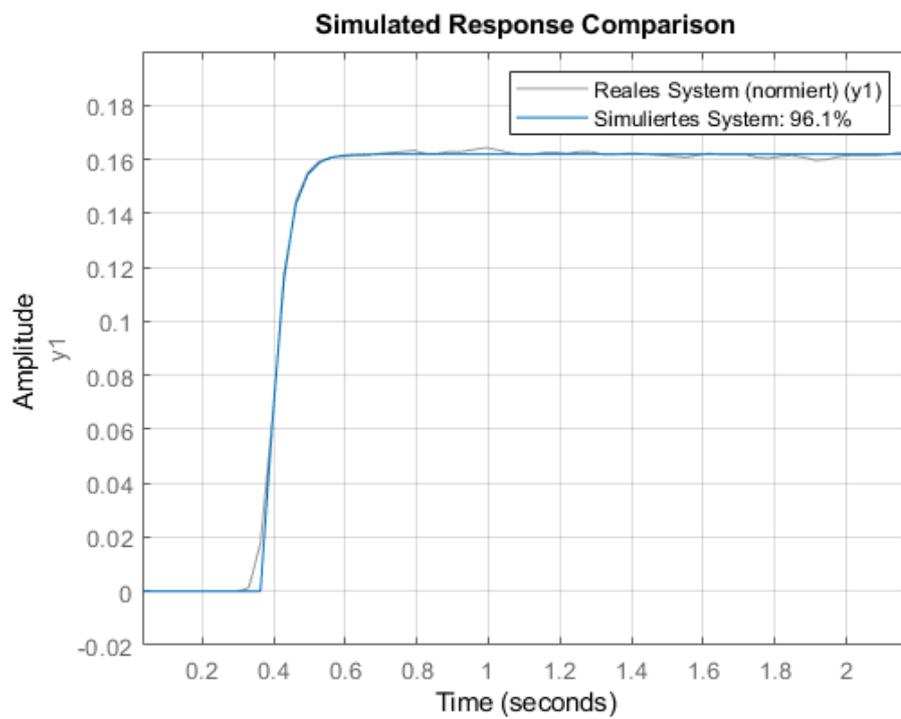


Abbildung 6.12: Bewertung der Parameterschätzung von Ankerstromkreis inkl. Treiber

Hochlaufversuch (ohne Last)

Der mechanische Part des Antriebsmotors wird durch einen Hochlaufversuch betrachtet. Dazu wird zunächst die Hochlaufzeit T_H anhand des Trägheitsmomentes ermittelt.

Das Motorträgheitsmoment beträgt

$$J_M = m_M \cdot r_{HR}^2 = 2 \text{ kg} \cdot (0,33 \text{ m})^2 = 0,2181 \text{ kg} \cdot \text{m}^2. \quad (6.19)$$

Die (rechnerische) Hochlaufzeit T_H ist durch

$$T_H = J_M \cdot \frac{\Omega_{MIN}}{M_{MN}} \quad (6.20)$$

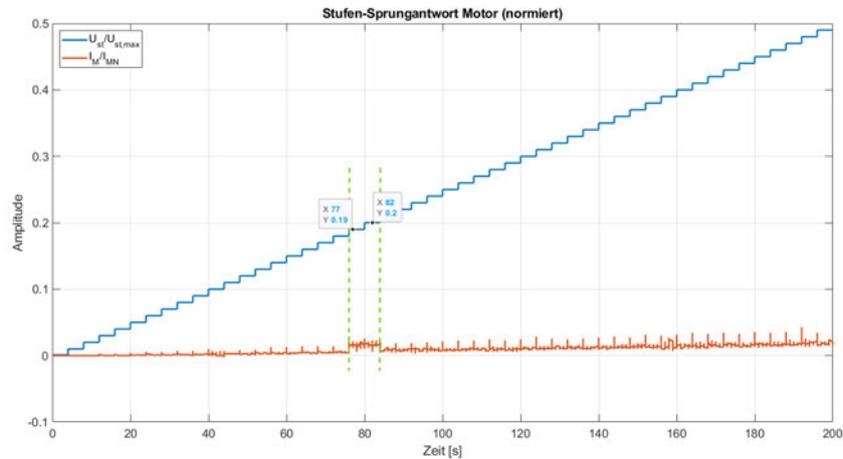
gegeben [19, S. 51]. Mit $N_{MIN} = 255 \text{ min}^{-1} = 4,25 \text{ s}^{-1}$ und $M_{MN} = 16,33 \text{ Nm}$ folgt:

$$T_H = 0,2181 \text{ kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \frac{2\pi \cdot 4,25 \text{ s}^{-1}}{16,33 \text{ Nm}} = 0,3547 \text{ s} \quad (6.21)$$

Das Resultat der Parameterschätzung wird mittels Hochlaufversuch auf maximale Umdrehungsgeschwindigkeit ohne Last ($M_W = 0$) überprüft. Dabei zeigten sich teilweise deutliche Unterschiede zwischen Messung und Simulation. Eine Untersuchung der Regelstrecke mit einer Stufen-Sprungantwort über den halben Stellbereich zeigt in Abbildung 6.13 deutlich eine ungewöhnliche Abweichung der Stromaufnahme. Grund hierfür können Sättigungs- oder Resonanzeffekte sein. Diese Abweichung tritt genau in dem Stellgrößenbereich auf, der für die Identifikation des Ankerkreises verwendet wurde, so dass sich die Abweichungen zwischen Messung und Simulation dadurch erklären lassen.

Die Wahl kleinerer Stellgrößen zur Wiederholung der Identifikation ist wegen des nicht-linearen Ersatzwiderstands (vgl. Abbildung 6.11) ungeeignet, ebenso sind größere Stellgrößen wegen der hohen Stromaufnahme ebenfalls ungeeignet.

Die Parameter K_M , K_{MR} und ggf. T_H werden daher empirisch korrigiert. Mit Hilfe der Messdaten einer Sprungantwort auf 75 % der maximalen Stellgröße werden die genannten Parameter angepasst, bis eine zufriedenstellende Übereinstimmung zwischen Messung und Simulation erreicht wird.

Abbildung 6.13: Stufen-Sprungantwort bis $u_{st} = 50\%$

Zur Validierung wird eine Sprungantwort auf maximale Stellgröße aufgenommen und in Abbildung 6.14 mit einer Simulation bei gleicher Anregung² verglichen. Es zeigt sich, dass die Schätzung und Korrektur der Parameter ausreichend gut ist. Eine Übersicht aller Parameter ist der Tabelle 6.4 zu entnehmen.

Hochlaufversuch (mit Last)

Zur Identifikation der Hochlaufzeit im Fahrbetrieb wird eine Sprungantwort unter Nennlast aufgenommen, die folgendermaßen definiert wird: Fahrt auf ebener, asphaltierter und trockener Straße mit Systemgesamtmasse $m_g = 80 \text{ kg}$. Zur möglichst guten Nachbildung der Realität wurden statische und dynamische Reibungseffekte im Modell des Antriebs berücksichtigt. Entsprechende Reibungskoeffizienten wurden [24, S. 36] entnommen und als Grundlage verwendet, da ein ähnliches System zum Einsatz kam.

Für das statische Reibungsdrehmoment gilt:

$$M_{sr} = \mu_{sr} \cdot m_g \cdot g \cdot r_{HR} = 0,7515 \text{ Nm} \quad (6.22)$$

²Bei der blauen Kurve $U_{st}/U_{st,max}$ handelt es sich um das PWM-Tastverhältnis, welches der Motortreiber mitsamt vielen anderen Messdaten per USB an den PC sendet. Diese Daten wurden für die Messung verwendet. Der „gezackte“, leicht rampenförmige Verlauf des PWM-Tastverhältnisses wird vom Motortreiber bei sprungförmigen Eingangsgrößen generiert, um den Anlaufstrom zu begrenzen.

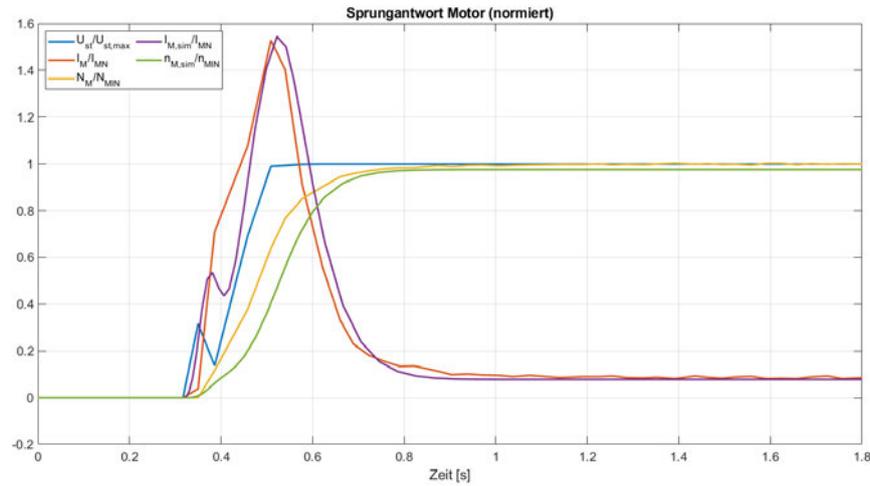


Abbildung 6.14: Sprungantwort Motor: Vergleich von Messung und Simulation

mit dem statischen Rollreibungskoeffizienten $\mu_{sr} = 0,0029$ und dem Hinterrad-Radius $r_{HR} = 0,33 \text{ m}$.

Das dynamische Reibungsdrehmoment, in welchem auch der Luftwiderstand berücksichtigt wird, hängt von der Fahrgeschwindigkeit ab und ist wie folgt definiert:

$$M_{dr}(v(t)) = \mu_{dr} \cdot r_{HR} \cdot v^2(t) \quad (6.23)$$

mit dem dynamischen Rollreibungskoeffizienten $\mu_{dr} = 0,1004 \text{ N} \frac{\text{s}^2}{\text{m}^2}$

Beide Rollreibungsdrehmomente werden summiert und dem Antriebsmaschinenmodell als Widerstandsdrehmoment (normiert) zugeführt.

Die rechnerische Hochlaufzeit bei Nennlast beträgt

$$T_{H,theo} = J_g \cdot \frac{2\pi \cdot N_{MN}}{M_{MN}} = 80 \text{ kg} \cdot 0,33^2 \text{ m}^2 \cdot \frac{2\pi \cdot 255 \frac{1}{60 \text{ s}}}{16,33 \text{ Nm}} = 14,26 \text{ s} \quad (6.24)$$

Aus einer Sprungantwort auf $u_{St} = u_{St,max}$ ergab sich die Hochlaufzeit jedoch zu $T_{H,g} = 8,3 \text{ s}$ und konnte mittels einer Sprungantwort auf $u_{St} = 75\%$ in Abbildung 6.15 validiert werden. Die Reibungskoeffizienten μ_{sr} , μ_{dr} mussten erwartungsgemäß ebenfalls korrigiert und an das vorliegende System angepasst werden. Die Validierung belegt, dass die Näherung der Parameter ausreichend gut gelungen ist. Deutliche Unterschiede zeichnen

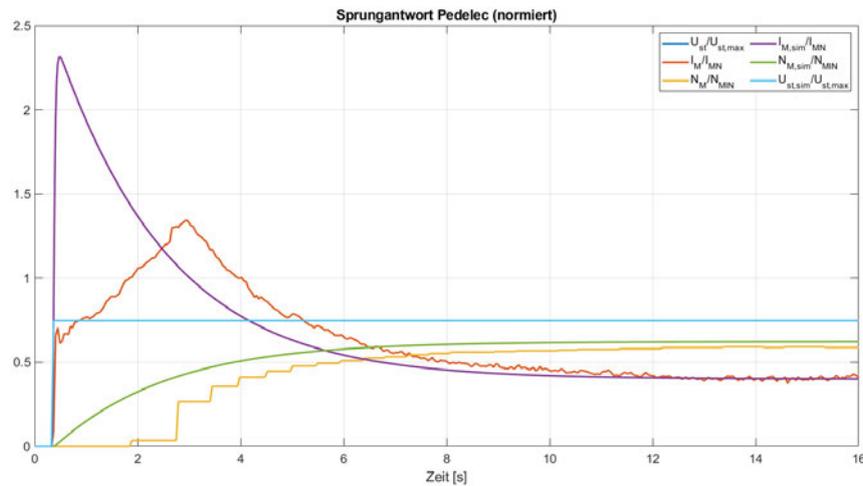


Abbildung 6.15: Sprungantwort Pedelec: Vergleich von Messung und Simulation

sich im dynamischen Teil des Stromverlaufes ab. Diese sind damit zu erklären, dass der Motortreiber den Phasenstrom des Motors gemäß der Konfiguration auf 28 A begrenzt, wodurch es zu dem verlangsamten und begrenzten Anstieg des Anlaufstromes kommt. Jener Phasenstrom (welcher wegen des Tiefsetzstellerverhaltens des Motortreibers deutlich höher als der Eingangsstrom I_M ist) sowie dessen Begrenzung werden im vereinfachten Modell eines Bürstenmotors nicht berücksichtigt.

Außerdem sei zu beachten, dass die gemessene Drehzahl der simulierten Drehzahl zeitlich nachläuft, da die Drehzahl mittels eines Speichensensors erfasst wird. Daher kommt es insbesondere bei sehr kleinen Drehzahlen zu einem Zeitverzug zwischen zwei Impulsen des Speichensensors.

Strommessglied

Der Ankerstrom wird durch den einen Halleffekt-Stromsensor vom Typ ACS712x30A gemessen. Die Verzögerungszeit des Stromsensors wurde anhand einer Sprungantwort im Datenblatt zu $6 \mu\text{s}$ angegeben [3, S. 10] und ist somit vernachlässigbar gering.

Softwareseitig wird der Strom durch ein einfaches Mittelwertfilter (simple moving average, SMA) der Ordnung $n = 2$ geglättet. Die allgemeine Filtervorschrift lautet:

$$y_{SMA}(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} x(t-i) \quad (6.25)$$

Ein solches SMA-Filter hat eine Verzögerung von $T_{SMA} = \frac{n-1}{2} \cdot T_s$, die als Zeitkonstante $T_{gi} = 0.5 \cdot T_s = 0.005 \text{ s}$ berücksichtigt wird.

Da der Strommesswert als Zahlenwert vorliegt, beträgt die Verstärkung des Strommessglieds $K_{gi} = 1$.

Zusammenfassung identifizierter Parameter

Alle ermittelten bzw. korrigierten Systemparameter, sowie jene für die Normierung verwendeten Parameter sind zur Übersicht in Tabelle 6.4 aufgelistet. Die ermittelten Parameter weichen dabei teilweise stark von den rechnerischen Werten³ ab. Abweichungen sind hauptsächlich durch die vereinfachende Annahme eines Bürstenmotors begründet.

6.3.2 Reglerauslegung

Die Auslegung des Reglers erfolgt als Stromregler für konstantes Drehmoment nach dem Auslegungsverfahren des Betragsoptimums. Dieses ist in [19] wie folgt beschrieben:

Die zu regelnde Strecke wird auf eine PT_2 -Strecke reduziert, indem die dominierende Zeitkonstante als T_1 betrachtet wird, und die verbleibenden Zeitkonstanten zu einer Summenzeitkonstante $\sigma = T_2 + T_3 + \dots$ zusammengefasst werden. Ebenso werden die einzelnen Streckenverstärkungen zu einer Gesamtverstärkung $K_S = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \dots$ zusammengefasst.

³Berechnung der Parameter gemäß [19, Kap. 3.3].

Parameter	Wert	Bezeichnung
$U_{M,max}$	42 V	maximale Motorspannung
U_{MN}	36 V	Motornennspannung
I_{MN}	7 A	Motornennstrom
P_{MN}	250 W	Motornennleistung
N_{MN}	146,2 min ⁻¹	Motornendrehzahl
M_{MN}	16,33 Nm	Motornendrehmoment
N_{MIN}	255 min ⁻¹	Motorleerlaufdrehzahl
J_M	0,2181 kg · m ²	Motorträgheitsmoment
T_H	0,3 s	Hochlaufzeit (ohne Last)*
$T_{H,g}$	8,3 s	Hochlaufzeit (mit Last)*
K_{MR}	0,08	Motorreibungskoeffizient*
μ_{sr}	0,0078	stat. Reibungskoeffizient*
μ_{dr}	0,3614	dyn. Reibungskoeffizient*
K_M	3,2143	Verstärkung Ankerstromkreis*
T_M	0,0373 s	Zeitkonstante Ankerstromkreis
K_{St}	1	Verstärkung Treiber
T_{St}	0,0224 s	Zeitkonstante Treiber
K_{gi}	1	Verstärkung Strommessglied
T_{gi}	0,005 s	Zeitkonstante Strommessglied

Tabelle 6.4: Übersicht Systemparameter (* = empirisch korrigiert)

Die dominante Streckenzeitkonstante im Stromkreis ist bei elektrischen Antrieben üblicherweise die Ankerzeitkonstante. Somit gilt auch hier:

$$\begin{aligned}\sigma_i &= T_{St} + T_{gi} = 0,0274 \text{ s} \\ K_{Si} &= K_{St} \cdot K_M \cdot K_{gi} = 3.2143\end{aligned}$$

Daraus folgt für die Reglersynthese nach [19, S. 63]:

$$\begin{aligned}T_{ni} &= T_{max,Strecke} = T_M = 0,0373 \text{ s} \\ K_{Ri} &= \frac{T_{ni}}{2 \cdot K_{Si} \cdot \sigma_i} = 0,2118\end{aligned}$$

Das Ergebnis dieser Synthese ist ein PI-Regler in Produktform mit der Übertragungsfunktion

$$G_{PI,\Pi}(s) = K_{Ri} \cdot \frac{1 + T_{ni} \cdot s}{T_{ni} \cdot s}. \quad (6.26)$$

Da jedoch ein System mit begrenzter Stellgröße vorliegt, bietet sich die Umformung in die Summenform an, da so bei der Implementierung der Integrator bei Überschreiten der Stellgrenzen leicht angehalten werden kann (Anti-Windup):

$$G_{PI,\Sigma}(s) = \underbrace{\frac{K_{Ri}}{T_{ni}}}_{:=K_{IR}} \cdot \frac{1}{s} + \underbrace{K_{Ri}}_{:=K_{PR}} \quad (6.27)$$

Für die Reglerparameter gilt somit:

$$K_{PR} = K_{Ri} = 0.2118 \quad (6.28)$$

$$K_{IR} = \frac{K_{Ri}}{T_{ni}} = 5.6772 \quad (6.29)$$

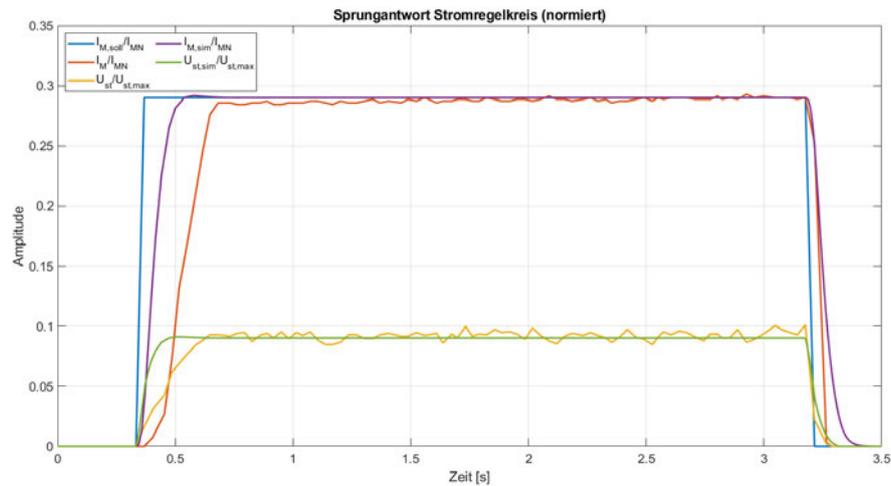


Abbildung 6.17: Führungssprungantwort Stromregelkreis: Vergleich von Messung und Simulation bei blockiertem Motor

den Zeitkonstanten, da die gemessene Stellgröße und somit auch der Strom langsamer ansteigt, als in der Simulation.

Ein weiterer Test des Stromreglers erfolgt unter Nennlast.

Der Stromregler wird dabei erneut auf die Führungsgröße $w_i = \frac{2A}{I_{MN}} = 0,29$ eingestellt und die Sprungantwort des Stromregelkreises aufgenommen.

Die Abbildung 6.18 zeigt die gemessene und die simulierte Führungssprungantwort des Stromregelkreises. Es sind offensichtliche Unterschiede erkennbar, welche hauptsächlich auf eine nicht ausreichend präzise Bestimmung der mechanischen Systemparameter sowie die unberücksichtigte Begrenzung des Phasenstromes des BLDC-Motors durch den Treiber zurückzuführen sind. Da diese für die Stromregelung nicht relevant sind, können die Abweichungen hingenommen werden. Es zeigt sich jedoch, dass der Stromregler seine Aufgabe erfüllt und den Motorstrom bei 2 A hält, unabhängig von der Drehzahl. Die starken Stromspitzen wie z. B. bei $t \approx 4$ s resultieren aus der Diskretisierung durch den Speichensensor, die wegen der U_q -Kompensation zu einem kurzzeitigen und sprunghaftigen Anstieg der Stellgröße führt.

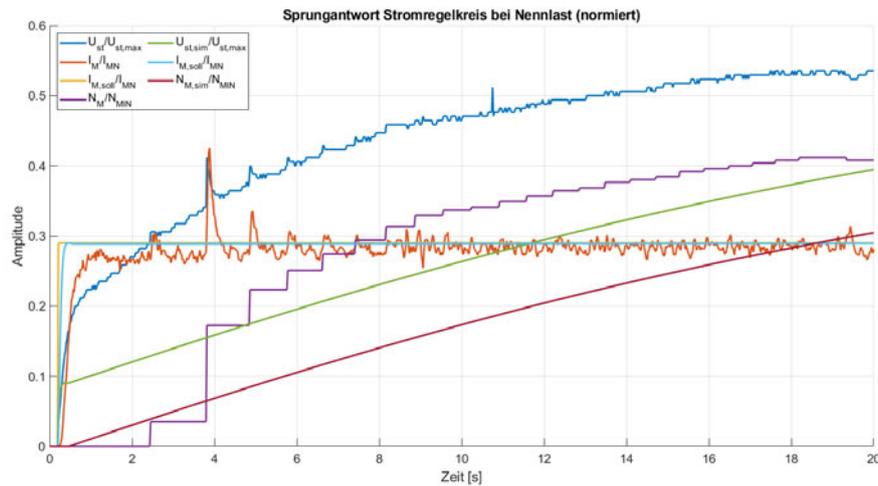


Abbildung 6.18: Führungssprungantwort Stromregelkreis: Vergleich von Messung und Simulation bei Nennlast

Stabilität des Stromreglers

Ein geschlossener Regelkreis gilt als asymptotisch stabil, wenn alle Koeffizienten des charakteristischen Polynoms der zugehörigen Übertragungsfunktion ein positives Vorzeichen haben. Dazu müssen die Pole der Übertragungsfunktionen $G_R(s)$ des Reglers und $G_S(s)$ der Strecke einen negativen Realteil haben. Erlaubt sind maximal 2 Pole im Ursprung.

Für den Regler gilt weiterhin:

$$G_R(s) = K_{Ri} \cdot \frac{1 + T_{ni} \cdot s}{T_{ni} \cdot s} \quad (6.31)$$

dementsprechend besitzt der Regler durch den Integratoranteil einen Pol im Ursprung.

Die Übertragungsfunktion der Regelstrecke lautet mit U_q -Kompensation:

$$G_S(s) = \frac{K_{si}}{(1 + T_M \cdot s) \cdot (1 + \sigma_i \cdot s)} \quad (6.32)$$

Somit besitzt die Strecke die Pole $s_1 = -\frac{1}{T_M}$ und $s_2 = -\frac{1}{\sigma_i}$, die entsprechend alle einen negativen Realteil haben. Die Regelstrecke ist daher asymptotisch stabil.

Aus den Gleichungen 6.31 und 6.32 ergibt sich die Übertragungsfunktion $G_o(s)$ des offenen Regelkreises:

$$G_o(s) = G_S(s) \cdot G_R(s) = \frac{K_{si}}{(1 + T_M \cdot s) \cdot (1 + \sigma_i \cdot s)} \cdot K_{Ri} \cdot \frac{1 + T_{ni} \cdot s}{T_{ni} \cdot s}$$

$$\underbrace{T_{ni}=T_M}_{=} \frac{K_{Ri} \cdot K_{si}}{T_M \cdot s \cdot (1 + \sigma_i \cdot s)} \quad \underbrace{K_{Ri}=\frac{T_M}{2 \cdot K_{si} \cdot \sigma_i}}_{=} \frac{1}{2 \cdot \sigma_i \cdot s \cdot (1 + \sigma_i \cdot s)}$$

Aus dem offenen Kreis folgt die Führungsübertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises:

$$G_{wi}(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{1}{2\sigma_i^2 \cdot s^2 + 2\sigma_i \cdot s + 1} \quad (6.33)$$

Aus dem charakteristischen Polynom $2\sigma_i^2 \cdot s^2 + 2\sigma_i \cdot s + 1$ in Gleichung 6.33 folgt, dass der geschlossene Regelkreis asymptotisch stabil ist, da alle Koeffizienten ein positives Vorzeichen haben.

Zusätzlich lassen sich aus dem Bodediagramm des offenen Regelkreises in Abbildung 6.19 Aussagen über die Stabilität ableiten. Der Phasenrand beträgt $\varphi_R = 65,5^\circ$ bei der Durchtrittsfrequenz $\omega_D = 16,6 \frac{rad}{s}$, während der Amplitudenrand $A_R = \infty$ beträgt. Die Verstärkungen des offenen Regelkreises und der Regelstrecke spielen bei der Stabilität also keine Rolle, was auch bereits in der Übertragungsfunktion $G_o(s)$ ersichtlich ist. Diese ist unabhängig von Strecken- und Reglerverstärkung und auch von der dominanten Zeitkonstante T_M .

Die asymptotische Stabilität des geschlossenen Regelkreises ist demnach gegeben.

6.3.3 Sollwert-Generator

Die Führungsgröße für den Stromregler soll aus dem Drehmomentsensor gewonnen werden. Dieser liefert ein Drehmomentsignal, welches auf das auf die Tretkurbel umgerechnete Motornenddrehmoment $\tilde{M}_{MN} = M_{Kurbel,N} = M_{drv,N}$ normiert wird, um es einem Sollwert-Generator zuzuführen.

$$m_{Kurbel} = \frac{M_{Kurbel}}{M_{drv,N}} = \frac{M_{Kurbel}}{M_{MN} \cdot \frac{z_{Ku}}{z_{Ri}}} = \frac{M_{Kurbel}}{16,33 Nm \cdot \frac{42}{16}} = \frac{M_{Kurbel}}{42,87 Nm} \quad (6.34)$$

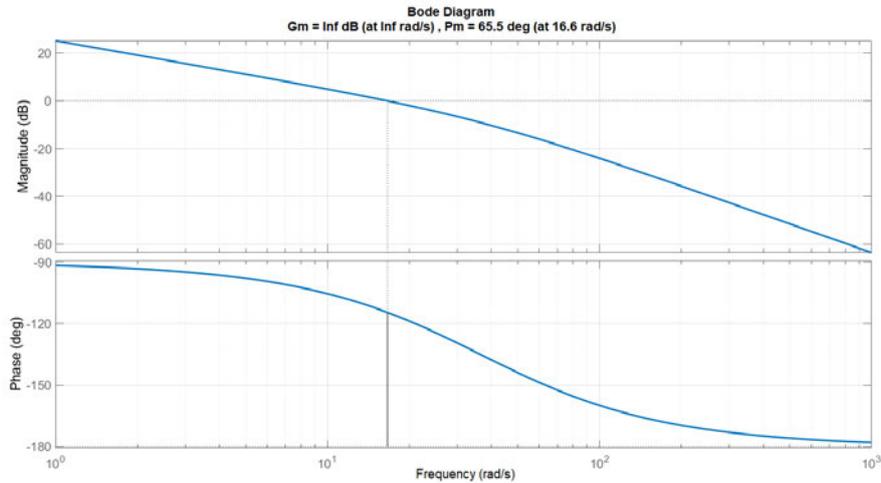


Abbildung 6.19: Bodediagramm des offenen Regelkreises

Dieser multipliziert den normierten Pedal-Drehmomentwert mit einem Stufenfaktor und begrenzt die Stellgröße auf Wertebereich $[0, 1]$, so dass der Motor maximal mit Nennstrom dauerhaft betrieben wird:

$$w_i(t) = \text{limit} \{m_{Kurbel}(t) \cdot Z_{sup} \cdot K_{sup}, 0, 1\} \quad (6.35)$$

Dabei ist Z_{sup} mit $\{Z \in \mathbb{N} \mid Z = [0..5]\}$ ein Faktor für die vom Fahrenden gewählte Unterstützungsstufe, während mit $K_{sup} > 0$ die Schrittweite und maximale Unterstützungshöhe voreingestellt werden kann. So wird der Fahrende z.B. für $K_{sup} = 0.2$ maximal mit der gleichen Antriebskraft unterstützt, die selbst aufgebracht wird: $M_{Motor} = M_{Fahrer}$.

6.3.4 Simulationsmodell

Zur besseren Übersicht und zum Verständnis wird im Folgenden kurz auf das Gesamtsystem und die Teilsysteme als Blockschaltbilder in MATLAB/Simulink-Modellen eingegangen.

Blockschaltbild Pedelec-Antrieb

Die Abbildung 6.20 zeigt das Blockschaltbild des Antriebs, modelliert als Bürstenmotor. Hinter dem Ausgang des Integrators $\frac{1}{T_H \cdot s}$ wurde ein mechanischer Freilauf installiert,

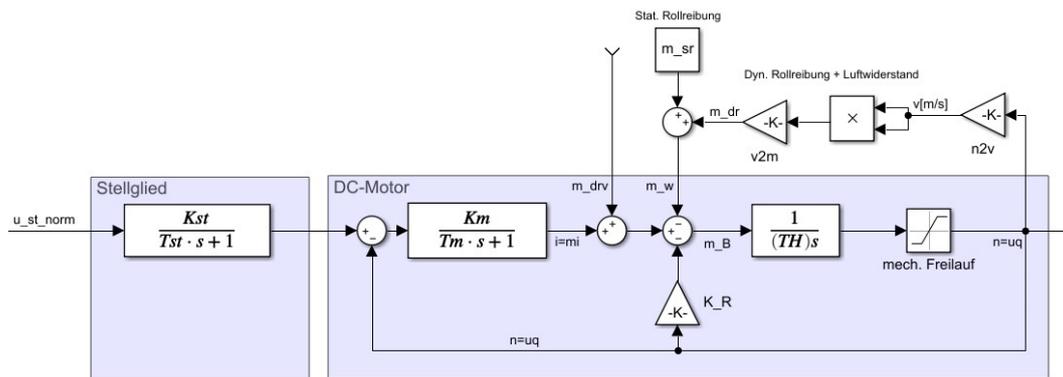


Abbildung 6.20: Blockschaltbild des Pedelec-Antriebstrangs

welcher das Freilaufgetriebe des Antriebs nachbildet und die Drehzahl auf $[0, \infty]$ begrenzt. Negative Drehzahlen des Hinterrades sind somit nicht möglich.

Im Gegensatz zu dem mathematischen Modell aus Gleichung 2.11 - 2.13 wurde hier zusätzlich der statische und dynamische Rollreibungswiderstand berücksichtigt. Abhängig von der Art der Simulation (mit oder ohne Nennlast) sind diese Faktoren ggf. auf Null zu setzen.

Blockschaltbild Stromregler

Die Regelung des Antriebs übernimmt ein Stromregler, dessen Blockschaltbild in Abbildung 6.21 dargestellt ist. In diesem Blockschaltbild ist die Reduzierung und Abschaltung des Antriebs bei Erreichen der maximalen Geschwindigkeit von 25 km/h ebenfalls berücksichtigt.

Blockschaltbild Sollwertgenerator

Das Blockschaltbild des Sollwertgenerators ist in Abbildung 6.22 dargestellt. Hierbei handelt es sich jedoch um eine vereinfachende Darstellung, da PAS und Bremsenschalter aus Übersichtsgründen nicht berücksichtigt sind.

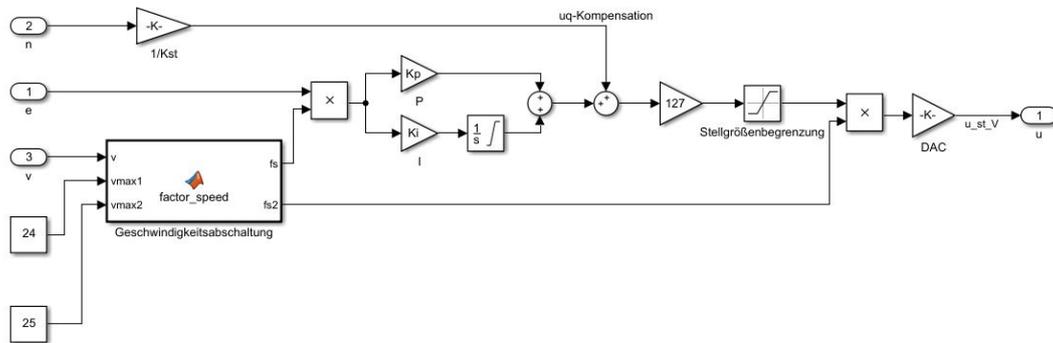


Abbildung 6.21: Blockschaltbild des Stromreglers

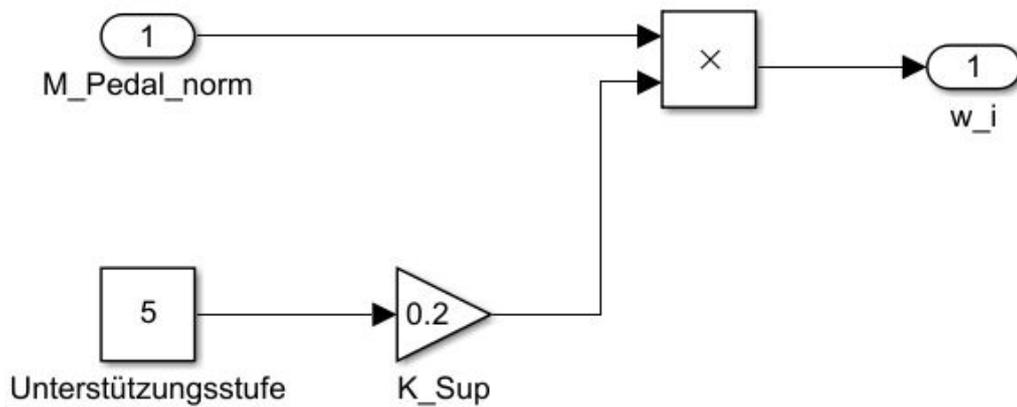


Abbildung 6.22: Blockschaltbild des Sollwertgenerators

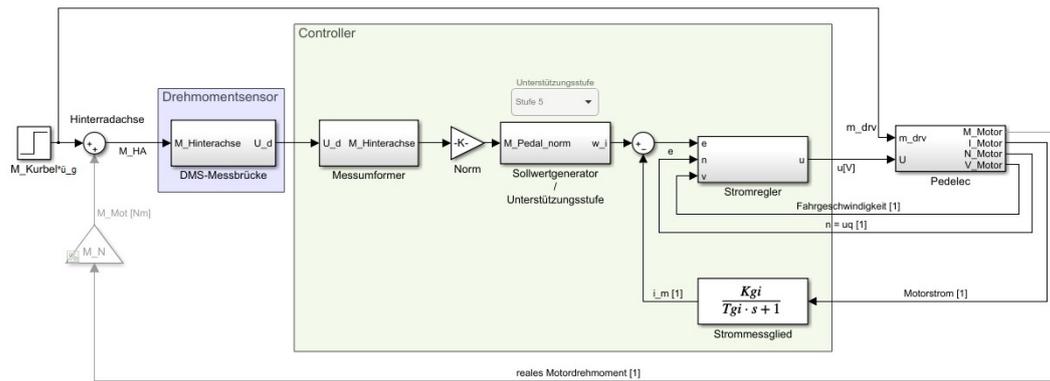


Abbildung 6.23: Blockschaltbild des Gesamtsystems

Blockschaltbild Gesamtsystem

Der Zusammenhang der genannten Teilsysteme ist in der Abbildung 6.23 aufgezeigt. Dabei wurde die Rückführung des Motordrehmoments auf die Hinterradachse in auskommentierter Form beibehalten, um den theoretischen Umstand der Mitkopplung darzustellen. In der Realität erwies sich diese Rückführung als nichtig.

6.4 Implementierung

Die Implementierung der Antriebsregelung erfolgt in der bestehenden Firmware des FC. Diese musste dazu entsprechend angepasst bzw. erweitert werden. Ein Flowchartdiagramm der überarbeiteten FC-Firmware ist in Abbildung 6.24 gegeben.

Bei den Implementierungen sei jedoch zu beachten, dass nur relevante Abschnitte vorgestellt werden, die zum besseren Verständnis teilweise leicht vereinfacht wurden. Die letztendliche Implementierung in die bestehende Firmware des FC weicht mitunter von den nachfolgenden Listings ab, da die Firmware des FC wegen verschiedenster Einstellungsmöglichkeiten recht verschachtelt ist. Aus diesem Grunde zeigt das Flowchartdiagramm in Abbildung 6.24 zur besseren Übersicht lediglich den „aktivierten“ Programmcode gemäß der Einstellungen in der Einstellungsdatei *config.h*.

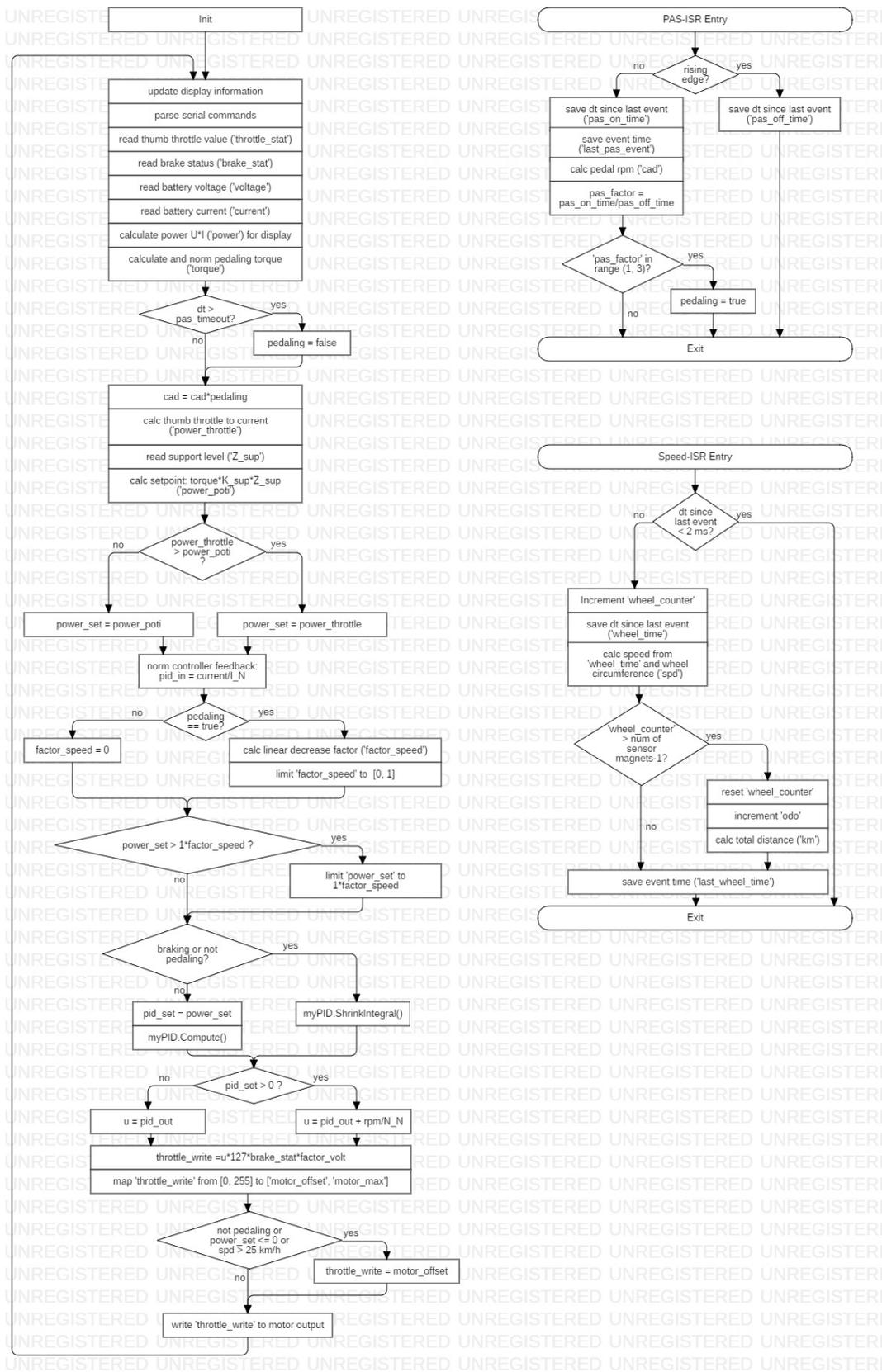


Abbildung 6.24: Flowchart der überarbeiteten FC-Firmware mit Drehmomentsensor

6.4.1 Implementierung der Drehmomentsensorauswertung

Für die Kommunikation mit dem HX711 des Messumformers existiert in [17] bereits eine Bibliothek für AVR-Prozessoren. Diese wurde um Methoden erweitert, die eine Umrechnung des ADC-Wertes in ein Drehmoment an der Tretkurbel in Newtonmeter bzw. eine Pedallast in Kilogramm erlauben. Diese sind in Listing 6.1 aufgeführt. Die Methode `HX711::read_fast()` liest dabei den ADC des HX711 per Schieberegister aus und liefert den 24-Bit Rohwert zurück. Die Variable `SCALE` beinhaltet einen Umrechnungsfaktor vom ADC-Rohwert in eine gemessene Spannung in μV :

$$SCALE = \frac{2^{24}}{4,25 \cdot 10^6 \mu V} \quad (6.36)$$

```

1 // returns current load in [kg] for r_pedal = 0.17m
2 double HX711::get_load_kg_fast() {
3     long adc_raw = read_fast();
4     double u_dv1 = adc_raw / (SCALE*(double)get_gain());
5     double load_kg = (u_dv1-8647.51556f)/(368.17533f);
6     return load_kg;
7 }
8
9 // returns current load in [Nm] for r_pedal = 0.17m
10 double HX711::get_load_Nm_fast() {
11     double load_kg = get_load_kg_fast();
12     double load_Nm = load_kg *1.6677; // M = m*g*r = m * 9.81 m/s^2*0.17 m
13     return load_Nm;
14 }

```

Listing 6.1: Klassenmethoden zur Umrechnung von der Pedallast in Kilogramm bzw. Newtonmeter

6.4.2 Implementierung des Sollwertgenerators

Der Sollwertgenerator wird gemäß Kapitel 6.3.3 implementiert. Der entsprechende Quellcode-Auszug ist in Listing 6.2 zu finden. Das auf die Tretkurbel bezogene Motorenndrehmoment `M_MN2` sowie der Unterstützungsfaktor `K_sup` sind als Konstante vorgegeben und die Unterstützungsstufe `Z_sup` $\in 0 \dots 5$ wird über die Displayeinheit vorgegeben. Dazu steht die Variable `poti_stat` zur Verfügung, welche vom Display gesendet wird und

Werte zwischen 0 und 1023 einnehmen kann. Diese Werte werden nach Addition von 1 durch die IDE-Funktion `map()` auf den Wertebereich 0 bis 5 als Ganzzahlen abgebildet. Die Addition von 1 kompensiert hierbei Rundungsfehler, die zum ungewünschten Abrunden auf die nächstkleinere Ganzzahl führen.

```

1 ...
2 // Normalize pedal torque (M_MN2 = M_MN * z_Ku/z_Ri)
3 double torque = loadcell.get_load_Nm_fast()/M_MN2;
4
5 // Map support level values from display [0...1023]
6 // to discrete levels [0...5]
7 int Z_sup = map(poti_stat+1, 0, 1023, 0, 5);
8
9 // Setpoint for current controller
10 power_set = torque * K_sup * Z_sup;
11 ...

```

Listing 6.2: Sollwertgenerator

6.4.3 Implementierung des Stromreglers

Für die Implementierung eines PI-Reglers wurde mit der Firmware des FC bereits eine Klasse `PID` mitgeliefert. Die zeitdiskrete Umsetzung des Integratoranteils des zeitkontinuierlichen Reglers

$$u_I(t) = K_I \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (6.37)$$

wurde dort mit Hilfe der Rechteckregel approximiert:

$$u_I(k) = u_I(k-1) + T_s K_I \cdot e(k) \quad (6.38)$$

Dabei ist T_s die Abtastzeit und $e(k)$ die Regelabweichung.

Die Berechnungsvorschrift für einen PI-Regler lautet somit

$$u(k) = K_P \cdot e(k) + u_I(k) \quad (6.39)$$

Diese Berechnungsvorschrift ist in der Klassenmethode `PID::Compute()` implementiert und berücksichtigt bereits eine Begrenzung der Stellgröße und des Integratorzustands als Anti-Windup-Maßnahme.

Die Abtastzeit $T_s = \frac{1}{f_s}$ ist dabei gemäß des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems so zu wählen, dass

$$T_{min} > 2 \cdot T_s \quad (6.40)$$

gilt. Mit $T_{min} = T_{St} = 0,0224 \text{ s}$ folgt somit

$$T_s < \frac{1}{2} T_{St} = 0,0112 \text{ s} \quad (6.41)$$

Maßgeblich für die Abtastzeit ist die Abtastfrequenz des HX711 vom Drehmomentsensor mit 80 SPS. Damit ist eine Abtastung schneller als $0,0125 \text{ s}$ zwar nicht sinnvoll, zur Erfüllung des Nyquist-Shannon-Abtasttheorems jedoch notwendig, so dass die Abtastzeit zu

$$T_s = 0,010 \text{ s} \quad (6.42)$$

festgelegt wird. Ebenfalls ist die PWM-Frequenz des Stellgrößen-DACs zu berücksichtigen. Diese ist mit 32 kHz sehr hoch und spielt somit keine Rolle bei der Abtastzeit.

Die Vor- bzw. Nachbereitung der Reglereingangs- und -Ausgangsgrößen zur Umsetzung der Anforderungen nach Kapitel 4.1 wird im Folgenden kurz erläutert.

PAS

Die Auswertung des PAS zur Bestimmung, ob der Fahrende pedaliert, erfolgt in der Interrupt Service Routine (ISR) `pas_change()` der FC-Firmware, in welcher die Variable `pedaling` auf `true` gesetzt wird. In der Hauptschleife wird diese Variable nach einer gewissen Zeitdauer zurückgesetzt, wenn keine weiteren Impulse des PAS eingehen.

Geschwindigkeitsabschaltung

Für die Abschaltung des Antriebs bei Überschreiten der zulässigen Geschwindigkeit von 25 km/h ist die Variable `factor_speed` vorgesehen. Diese beträgt null, wenn `pedaling false` ist, andernfalls

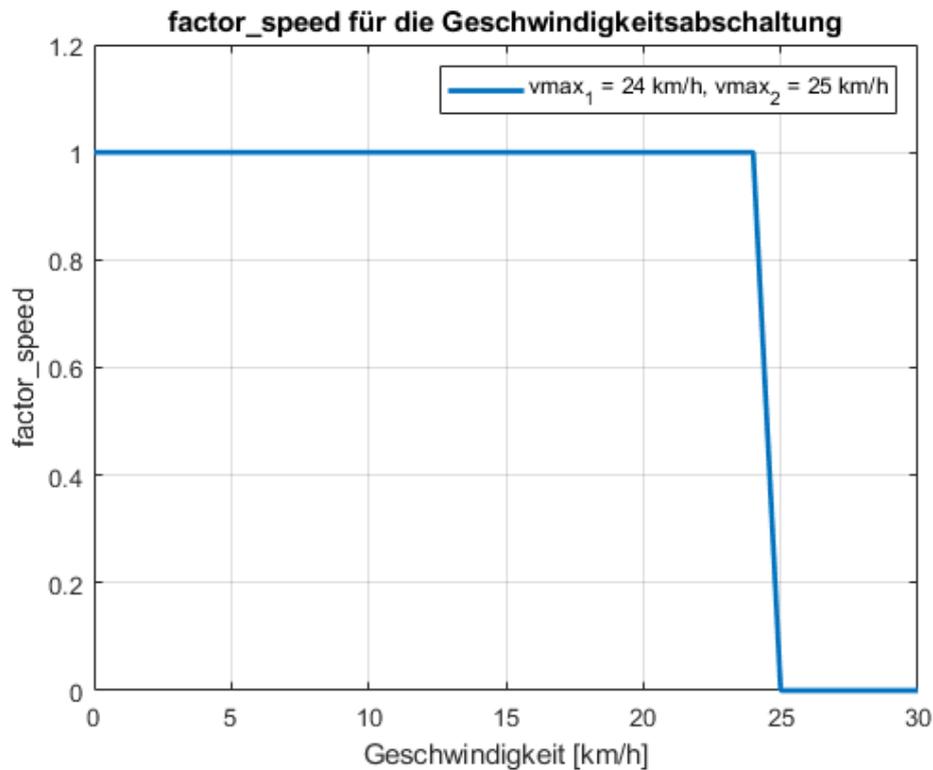


Abbildung 6.25: factor_speed zur Geschwindigkeitsabschaltung

$$factor_speed = 1 - \frac{v - v_{max1}}{v_{max2} - v_{max1}} \quad (6.43)$$

Zusätzlich wird `factor_speed` auf den Wertebereich $[0, 1]$ begrenzt. Die Werte v_{max1} und v_{max2} sind dabei Grenzen für ein lineares Abschwächen der Motorunterstützung im Bereich der maximal erlaubten Geschwindigkeit, um ein häufiges Ab- und Zuschalten des Motors zu vermeiden. Der Verlauf des `factor_speed` für $v_{max1} = 24 \text{ km/h}$ und $v_{max2} = 25 \text{ km/h}$ ist in Abbildung 6.25 dargestellt.

Der `factor_speed` wird schließlich in den Sollwert `power_set` einbezogen, um die Reduzierung und Abschaltung des Antriebs bei Erreichen der zulässigen Maximalgeschwindigkeit bzw. bei Unterbrechung des Pedalierens zu gewährleisten.

Führungsgröße und Stellgröße

Die Führungsgröße `power_set` wird auf 1 begrenzt, so dass der Motor im thermisch sicheren Bereich mit einem Dauerstrom von maximal $I_M = I_{MN} = 7 \text{ A}$ betrieben wird.

So wird außerdem sichergestellt, dass der Motor mit einer Dauerleistung von maximal $P_{MN} = 250\text{ W}$ betrieben wird.

Bei Betätigung der Bremse wird der Antrieb direkt abgeschaltet und der Integratorzustand zurückgesetzt. Dafür ist in der FC-Firmware die low-aktive Variable `brake_stat` vorgesehen.

Auf den Ausgang des PI-Reglers wird zur U_q -Kompensation die normierte Drehzahl aufgeschaltet, sofern die Führungsgröße größer Null ist. So wird vermieden, dass bei Nachlauf des Antriebs eine Stellgröße größer Null ausgegeben wird, wenn die Regelgröße $i_M(t)$ eigentlich Null betragen soll. Im Anschluss wird die berechnete Stellgröße mit dem Faktor 85 auf den zulässigen Wertebereich des 8-Bit PWM-Registers skaliert.

Der Wert des Skalierungsfaktors ergab sich aus folgenden Überlegungen:

Durch die Normierung sind Stellgrößen bis maximal im Bereich um 1 zu erwarten. Ebenso kann die normierte Drehzahl für die U_q -Kompensation bis zu 1 betragen, so dass als maximale gesamte Stellgröße etwa 2 zu erwarten ist. Dementsprechend wird die Stellgröße um den Faktor $170/2 = 85$ skaliert, um etwa den Wertebereich $[0, \text{motor_max}]$ zu füllen, ohne dass zu früh die Begrenzung der Stellgröße auftritt. Dabei ist `motor_max = 170` der maximale Wert des 8-Bit PWM-Registers für eine Stellgröße von 100 %.

Der Auszug des Quellcodes für die Stromregelung mitsamt Vor- und Nachbereitung der Führungs- bzw. Stellgröße ist in Listing 6.3 zu finden.

```
1 ...
2 // Reset Integrator when brake is applied
3 if(!brake_stat)
4 {
5     myPID.ResetIntegral();
6 }
7
8 // Limit setpoint to rated current
9 power_set = constrain(power_set, 0, 1);
10
11 // Bring in PAS value and linear decrease at vmax
12 // and hand setpoint to PI-Controller
13 pid_set = power_set * factor_speed;
14
15 // return control variable y(t) = i(t) to controller
16 pid_in = current/I_N;
17
18 // Calculate new controller output
```

```
19 myPID.Compute();
20
21 // Calculate Uq only when setpoint > 0 to prevent unwanted output
22 double uq = pid_set > 0 ? rpm/N_N : 0;
23
24 // Uq-Compensation and scale to PWM register
25 throttle_write = (pid_out + uq)*85;
26
27 // Limit output to maximum value resp. set output to zero if brake is
   applied
28 throttle_write = constrain(throttle_write*brake_stat, 0, motor_max);
29
30 // Output Manipulated variable to PWM register
31 analogWrite(throttle_out, throttle_write);
32 ...
```

Listing 6.3: Stromregler mit Vor- und Nachbereitung

7 Test und Bewertung

Der Test des Pedelecsystems erfolgt objektiv anhand der Anforderungen in Kapitel 4 sowie subjektiv anhand des empfundenen Fahrgefühls. Der Schrittweitenfaktor K_{sup} des Sollwert-Generators (vgl. Kapitel 6.3.3) wurde bei Testfahrten von 0,2 auf 0,15 verringert, da die Unterstützung in niedrigen Unterstützungsstufen als zu hoch empfunden wurde. Die objektiven Testergebnisse werden im Folgenden vorgestellt.

7.1 Test von PAS und Bremsabschaltung

Die Anforderungen an ein Pedelec gemäß Kapitel 4.1 fordern eine Abschaltung des Antriebs, wenn der Fahrende zu Pedalieren aufhört. Ebenso ist eine Abschaltung des Antriebs bei Betätigung der Bremse sinnvoll. Dazu wurde eine Testfahrt mit Unterstützungsstufe $Z_{sup} = 1$ und möglichst konstanter Kadenz nach dem Anfahren unternommen. Die Ergebnisse der Messung sind der Abbildung 7.1 zu entnehmen.

Die Messung zeigt deutlich, dass der Antrieb mit $u_{st} = 0$ bei Betätigung der Bremse zum Zeitpunkt $t = 8\text{ s}$ unverzüglich abgeschaltet wird. Zum Zeitpunkt $t = 21\text{ s}$ wird das Pedalieren beendet, so dass die Kadenz auf Null absinkt, was ebenfalls zum sofortigen Abschalten des Antriebs führt. Somit wurde nachgewiesen, dass Bremsschalter und PAS korrekt verarbeitet werden und die Anforderungen erfüllen.

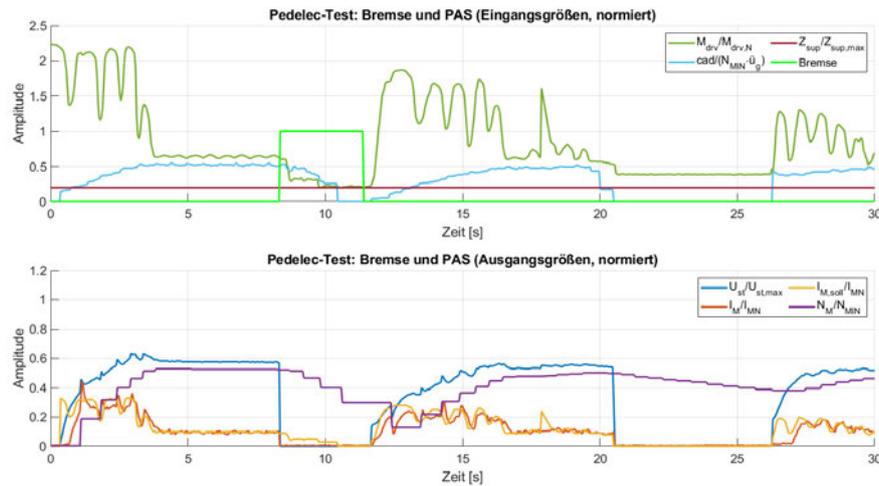


Abbildung 7.1: Test des Pedelecs: Abschaltung bei aktiver Bremse bzw. bei Kadenz = 0

7.2 Test der Geschwindigkeitsabschaltung

In Kapitel 4.1 wird zusätzlich gefordert, dass der Antrieb bei Überschreiten der zulässigen Höchstgeschwindigkeit von 25 km/h abgeschaltet wird. Dies erfolgt anhand des `factor_speed` aus Kapitel 6.4.3 durch rampenförmige Abschwächung des Antriebs. Die Ergebnisse der Testfahrt in Abbildung 7.2 zeigen den Abschwächungsbereich bei $6,5 s \leq t \leq 7,5 s$ sowie die gänzliche Abschaltung des Antriebs bei $7,5 s \leq t \leq 12 s$. Die darauffolgende Abschaltung bis $t = 15,1 s$ ist durch die Kadenz = 0 bedingt. Wie sich zeigt, funktioniert die geschwindigkeitsbedingte Abschaltung des Antriebs wie gefordert und ist durch die rampenförmige Abschwächung angenehm in das Fahrverhalten integriert.

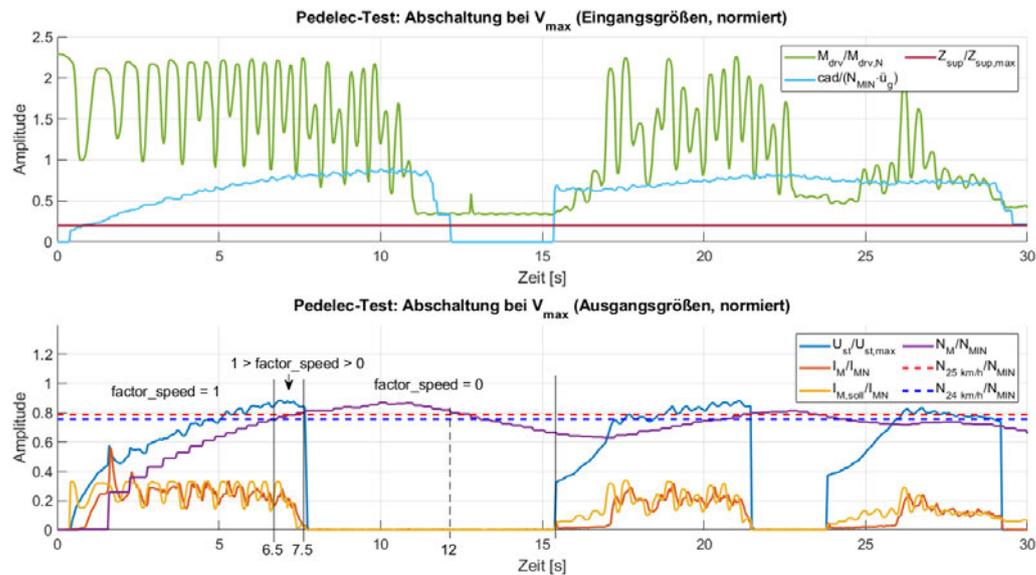


Abbildung 7.2: Test des Pedelecs: Abschaltung bei maximal zulässiger Geschwindigkeit

7.3 Test der Unterstützungsstufen

Um die Auswirkung der verschiedenen Unterstützungsstufen auszutesten, wurde bei möglichst konstanter Kadenz nacheinander die Unterstützungsstufe erhöht. Wie vorgesehen erhöht sich die gewährte Unterstützung entsprechend in Abbildung 7.3.

Bei dem maximal festgestellten Fahrertretmoment $M_{drv} = 2,3 \cdot \frac{M_{MN}}{\ddot{u}_g} = 2,3 \cdot \frac{16,33 \text{ Nm}}{16/42} = 98,6 \text{ Nm}$ kommt es ab Unterstützungsstufe $Z_{sup} = 3$ zur Sättigung durch die Begrenzung der Führungsgröße auf $w_i = 1$. Eine Verringerung des Schrittweitenfaktors K_{sup} oder Normierung des Fahrertretmoments auf einen höheren Wert kann dem Abhilfe schaffen - jedoch zu Lasten der Unterstützung in niedrigen Stufen. Derart hohe Fahrertretmomente M_{drv} treten allerdings nur bei sehr kräftigen Anfahrvorgängen oder sehr hohen Steigungen auf, daher wird die genannte Sättigung in Kauf genommen und der Schrittweitenfaktor auf $K_{sup} = 0,15$ belassen. Die Auswirkung des Schrittweitenfaktors auf die Führungsgröße ist in Abbildung 7.4 illustriert.

Dort wird schnell ersichtlich, dass für einen Schrittweitenfaktor von $K_{sup} = 0,2$ bereits ab Unterstützungsstufe 3 sehr früh eine Begrenzung der Führungsgröße eintritt. Für einen Schrittweitenfaktor von $K_{sup} = 0,1$ hingegen tritt eine Begrenzung der Führungsgröße

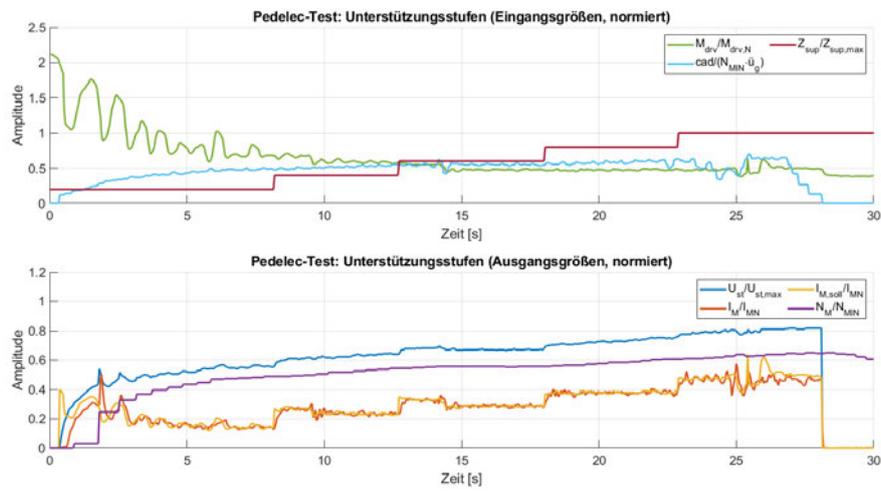


Abbildung 7.3: Test des Pedelecs: Auswirkung unterschiedlicher Unterstützungsstufen

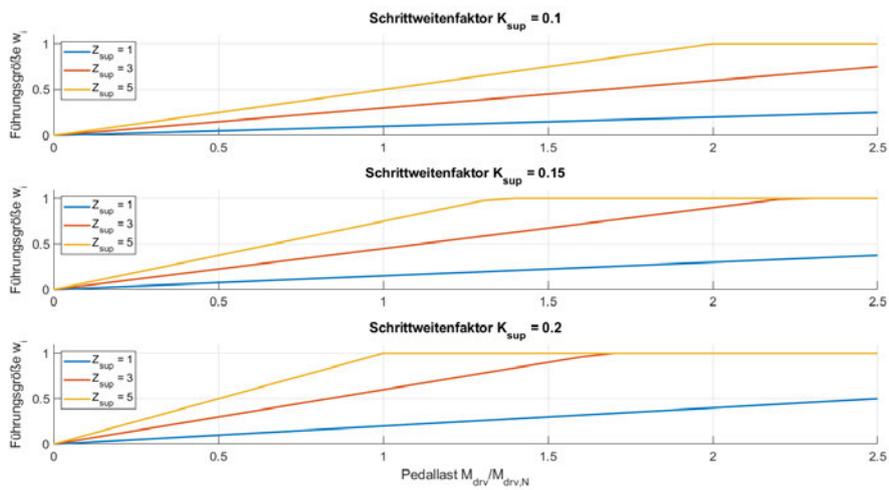


Abbildung 7.4: Führungsgrößen w_i mit Auswahl verschiedener Schrittweitenfaktoren K_{sup}

erst bei hohen Pedallasten und hohen Unterstützungsstufen auf - allerdings ist die Unterstützung in kleinen Unterstützungsstufen kaum spürbar. Dementsprechend bildet die Wahl eines Schrittweitenfaktors von $K_{sup} = 0,15$ einen guten Kompromiss.

7.4 Vergleich mit originalem Regler

Der originale Regler der FC-Firmware ist ein Leistungsregler, der die elektrische Leistung des Antriebs auf einen konstanten Wert regelt. Ob diese Leistung wirklich benötigt wird, spielt dabei keine Rolle. In einer Simulation werden beide Regler - der Konstantleistungsregler des FC und der in dieser Arbeit entwickelte Strom-/Drehmomentregler gegenübergestellt und verglichen. Dazu wird das Widerstandsdrehmoment $M_W(t)$ des Antriebmodells um die Komponente der Hangabtriebskraft $F_H = F_g \cdot \sin(\alpha)$ erweitert und ein Steigungsprofil erstellt:

- Fahrt auf ebener Strecke für $0 s \leq t \leq 100 s$
- Fahrt mit Steigung für $100 s < t \leq 200 s$
- Fahrt auf ebener Strecke für $200 s < t \leq 300 s$
- Fahrt mit Gefälle für $300 s < t \leq 500 s$
- Fahrt auf ebener Strecke für $500 s < t \leq 600 s$

Das resultierende Hangabtriebsdrehmoment $M_H(t)$ ist in normierter Form in Abbildung 7.5-(1) als blaue Kurve dargestellt. Die rote Kurve in Abbildung 7.5-(1) bildet das vom Fahrenden aufgebrauchte Drehmoment $M_{drv}(t)$ nach und enthält eine überlagerte Sinusschwingung der Form $0,2 \cdot \sin(2\pi \cdot 0,8 Hz \cdot t) + 0,2$ als Effekt des Pedalierens. Beide Signale werden den Regelstreckenmodellen mit originalem Regler und dem entwickelten Stromregler mit Drehmomentsensor als äußere Umgebungseinflüsse zugeführt.

Die resultierenden Zeitverläufe der relevanten Systemgrößen des Konstantleistungsreglers und des Stromreglers sind in Abbildung 7.5-(2) respektive -(3) dargestellt. Zwischen den beiden Regelungsverfahren zeichnen sich deutliche Unterschiede ab: Der Konstantleistungsregler kam auf ebener Fläche sehr schnell an die Geschwindigkeitsgrenze von 25 km/h, was zu häufigem Abschalten des Antriebs führt, während der Stromregler deutlich konstanter in der Stellgröße blieb.

Bei der Steigungsfahrt macht der Stromregler seine Stärke deutlich: Durch den Drehmomentsensor konnte die Mehrbelastung des Fahrenden erfasst und ausgeglichen werden, während der Konstantleistungsregler weiterhin unverändert auf $0,4 \cdot P_{MN}$ regelt, was zu einem deutlichen Einbruch der Fahrgeschwindigkeit führt.

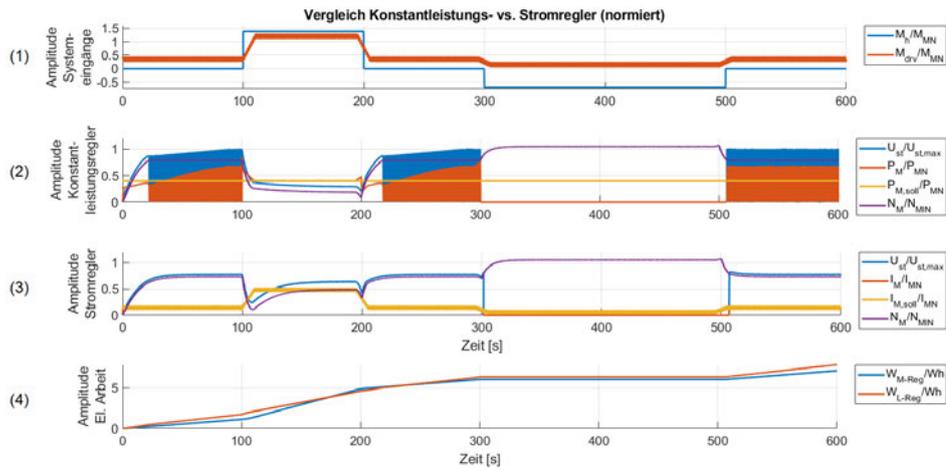


Abbildung 7.5: Vergleich von originalem Konstantleistungsregler und entwickeltem Stromregler mit Drehmomentsensor (ohne Rekuperation); $Z_{sup} = 2$

Auch im Stromverbrauch in Abbildung 7.5-(4) zeigen sich Unterschiede: Nach der einstündigen simulierten Fahrt hat der Konstantleistungsregler mit etwa 8 Wh knapp 13 % mehr Energie verbraucht, als der Stromregler.

7.5 Bewertung

Das subjektive Fahrgefühl ist sehr angenehm und harmonisch. Gemütliches Fahren ist ebenso möglich, wie eine sportliche und schnelle Fahrt. Durch die nur schwache Filterung des Drehmomentsignals ist die Motorunterstützung sehr direkt, was das Gefühl vermittelt, man werde Eins mit dem Pedelec und bilde eine biomechanische Einheit. Dadurch erlebt man ein immersives Fahrerlebnis, welches dem ursprünglichen Antriebssystem ohne Drehmomentsensor deutlich überlegen ist.

Die Anforderungen aus Kapitel 4 sind somit erfüllt, so dass das System sowohl nach objektiven, als auch nach subjektiven Gesichtspunkten zufriedenstellend funktioniert und das Ziel dieser Arbeit erreicht wurde.

8 Fazit und Ausblick

Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein Drehmomentsensor für ein Pedelec entwickelt, welcher das vom Fahrenen aufgebrachte Drehmoment indirekt durch Verformung aufgrund der Kettenzugkraft ermittelt und nach entsprechender Aufbereitung einem Strom- bzw. Drehmomentregler als Führungsgröße zuführt. Als Messprinzip wurde die Dehnungsmessung mittels DMS ausgewählt, welche in einem ersten Prototypen mittels Zweikomponentenkleber direkt auf dem Fahrradrahmen nahe des Ausfallendes appliziert wurden. Ein Messumformer auf Basis des 16-Bit ADC vom Typ ADS1115 zeigte die grundsätzliche Eignung des Messprinzips, stellte sich wegen der unzureichenden Verstärkung und der unerwartet niedrigen Messausschläge jedoch als ungeeignet heraus.

Eine Besserung konnte durch Überarbeitung des Messumformers erzielt werden. Der Einsatz eines Instrumentationsverstärkers mit sehr hohem Eingangswiderstand sowie eines 24-Bit ADC vom Typ HX711 ermöglichten eine erheblich präzisere Dehnungsmessung. Bei der Kalibrierung des Messumformers wurde deutlich, dass der verwendete Zweikomponentenkleber nur eine unzureichende Klebeverbindung zwischen den DMS und dem Messobjekt herstellte, so dass die elastische Verbindung zu nichtreproduzierbaren Messergebnissen führte.

Daraufhin wurde ein Spezialkleber mit der Bezeichnung *M-Bond 610* verwendet. Dieser ist heißhärtend, so dass ein abnehmbarer Messaufnehmer entworfen werden musste. Dieser wird auf die angefastete Hinterachse aufgesteckt und mit dem mechanisch entkoppelten Part fest mit dem Fahrradrahmen verschraubt. Die Kombination aus dem überarbeiteten Messumformer und dem Prinzip des abnehmbaren Messaufnehmers führte zu deutlich erhöhten Ausschlägen der Brückenausgangsspannung auch bei geringerer Pedallast.

Nach der Kalibrierung zur Umrechnung der Brückenausgangsspannung in die zugehörige Belastung der Pedale wurden die Parameter des mathematischen Modells des Pedelecsystems geschätzt und durch Vergleich von Messung und Simulation validiert. Mit Hilfe des identifizierten Systems wurde ein Stromregler nach dem Betragsoptimum entworfen,

dessen Führungsgröße von einem Sollwertgenerator aus dem Messwert des Drehmomentsensors erzeugt wird.

Der Sollwertgenerator normiert das Drehmomentsignal auf das umgerechnete Motor-nendrehmoment $M_{MN} \cdot \frac{1}{\dot{v}_g}$ und skaliert das Signal mit einem Schrittweitenfaktor K_{sup} und der Unterstützungsstufe Z_{sup} auf einen geeigneten Wertebereich, um es dem Stromregler als Führungsgröße zuzuführen. Durch entsprechende Vor- und Nachbereitung der Reglereingangs- und -ausgangsgrößen wurden die gestellten (gesetzlichen) Anforderungen an das Antriebssystem sichergestellt.

In ausgiebigen Tests wurde schließlich die Erfüllung der gestellten Anforderungen nachgewiesen sowie das System durch Anpassung des Schrittweitenfaktors K_{sup} für ein harmonisches Fahrverhalten weitgehend optimiert.

Das Ergebnis dieser Arbeit ist ein Pedelec, welches auf einem einfachen Umrüstset basiert und durch Ergänzung um einen Drehmomentsensor mit entsprechendem Regelalgorithmus deutlich verbessert wurde. Durch den Drehmomentsensor und den entworfenen Stromregler besitzt das Pedelec ein sehr angenehmes, harmonisches und immersives Fahrverhalten.

Bilder des Gesamtsystems sind im Anhang unter der Sektion A.3 zu finden.

Ausblick

Auch wenn das Fahrverhalten im Vergleich zum Ausgangssystem ohne Drehmomentsensor erheblich verbessert wurde, so kann eine weitere Verbesserung durch Feintuning des Schrittweitenfaktors K_{sup} erzielt werden. Ziel des Feintunings ist die optimale Ausnutzung des Wertebereichs $[0, 1]$ der Führungsgröße $w_i(t) = m_{drv}(t) \cdot K_{sup} \cdot Z_{sup}(t)$, ohne verfrühtes Auftreten von Begrenzungserscheinungen bei hohen Fahrertretmomenten m_{drv} und hohen Unterstützungsstufen Z_{sup} . In Zukunft wird also der Schrittweitenfaktor K_{sup} noch weiter optimiert, auch möglicherweise in Verbindung mit einer anderen Normierung des Fahrertretmoments m_{drv} .

Des Weiteren wird der Messumformer-Prototyp durch eine kompakte, SMD-bestückte gedruckte Leiterplatte ersetzt und in einem wassergeschützten Gehäuse untergebracht. Vor dem Hintergrund der vereinfachten Portierbarkeit in andere Pedelec-Steuerungssysteme kann die Schnittstelle des Messumformers überarbeitet und durch eine analoge Schnittstelle ersetzt werden. Damit wäre es möglich, den Drehmomentsensor an einen Gasgriff-Eingang anzuschließen, sofern vorhanden.

Literaturverzeichnis

- [1] ABAGNALE, C. ; CARDONE, M. ; IODICE, P. ; STRANO, S. ; TERZO, M. ; VORRARO, G.: *Derivation and Validation of a Mathematical Model for a Novel Electric Bicycle*. Proceedings of the World Congress on Engineering, London, 2015. – ISBN 978-988-14047-0-1
- [2] AGS TECH INC.: *Coding System of Strain Gauges*. Web. 2017. – URL <https://www.elecrow.com/download/Coding%20System%20of%20Strain%20Gauges-AGS-TECH%20Version.pdf>
- [3] ALLEGRO MICROSYSTEMS, LLC: *ACS712 Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 2.1 kVRMS Isolation and a Low-Resistance Current Conductor*. Web. 2020. – URL <https://www.allegromicro.com/-/media/files/datasheets/acs712-datasheet.ashx>
- [4] AVIA SEMICONDUCTOR CO., LTD.: *HX711 24-Bit Analog-to-Digital Converter (ADC) for Weigh Scales*. Web. 2017. – URL <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/1132222/AVIA/HX711.html>
- [5] DEMTRÖDER, Wolfgang: *Experimentalphysik 1*. Springer Vieweg Verlag, 1994. – ISBN 978-3-540-56543-7
- [6] EPS ENERGY PROPULSION SYSTEMS INC.: *BionX Produktschulung*. Web. 2017. – URL <https://docplayer.org/17311497-Produktschulung-haendlerschulung.html>
- [7] KEIL, Stefan: *Dehnungsmessstreifen*. Springer Vieweg Verlag, 2017. – ISBN 978-3-658-13611-6
- [8] KIESSLING, Jens: *Forumscontroller*. Web. 2019. – URL <https://www.pedelecforum.de/wiki/doku.phpid=elektrotechnik:forumscontroller>

- [9] LEHRERFREUND GMBH: *Kräfte am Fahrrad*. Web. 2017. – URL <https://www.lehrerfreund.de/technik/1s/kraefte-am-fahrrad1/4000>
- [10] ME MESSSYSTEME GMBH: *Kriterien zur Auswahl von Dehnungsmessstreifen*. Web. 2015. – URL <https://www.me-systeme.de/docs/grundlagen/kb-auswahl-dms.pdf>
- [11] ME MESSSYSTEME GMBH: *DMS Verdrahtungspläne*. Web. 2017. – URL <https://www.me-systeme.de/de/technik-zuerst/dehnungsmessstreifen/verdrahtungsplaene>
- [12] ME MESSSYSTEME GMBH: *DMS Brückenschaltung*. Web. 2020. – URL <https://www.me-systeme.de/de/technik-zuerst/dehnungsmessstreifen/dms-brueckenschaltung>
- [13] ME MESSSYSTEME GMBH: *Grundlagen Brückenschaltung*. Web. 2020. – URL <https://www.me-systeme.de/de/technik-zuerst/dehnungsmessstreifen/grundlagen-zur-brueckenschaltung>
- [14] MICRO-MEASUREMENTS GMBH: *Sicherheitsdatenblatt M-Bond 610 Adhesive*. Web. 2017. – URL https://www.me-systeme.de/produkte/dehnungsmessstreifen/dms-zubehoer/dms-klebstoffe/Sicherheitsdatenblaetter_DE/M_Bond_610_Adhesive_SDS_DE.pdf
- [15] MICRO-MEASUREMENTS GMBH: *Strain Gage Installations with M-Bond 43-B, 600, and 610 Adhesive Systems*. Web. 2017. – URL https://www.me-systeme.de/produkte/dehnungsmessstreifen/dms-zubehoer/dms-klebstoffe/Manuals_EN/M_Bond_600_610_manual_11130B130_EN.pdf
- [16] MORAVIA AKADEMIE + VERLAG GMBH: *StVZO*. Web. 2019. – URL <http://www.stvzo.de/stvzo/B6.htm>
- [17] NECULA, Bogdan: *HX711 Library*. Web. 2014. – URL <https://github.com/bogde/HX711>
- [18] PROF. DR. HELMUT FÖLL, CHRISTIAN-ALBRECHTS-UNIVERSITÄT ZU KIEL: *Einführung in die Materialwissenschaft 1*. Web. 2019. – URL https://www.tf.uni-kiel.de/matwis/amat/mw1_ge/
- [19] PROF. DR.-ING. MICHAEL RÖTHER, HAW H.: *A-AM-AS - Antriebstechnik für mobile Systeme, Handout 01*. 2019

- [20] STEFAN KEIL, TU CLAUSTHAL: *Einführung in die Materialwissenschaft 1*. Web. 2013. – URL <https://video.tu-clausthal.de/film/installation-von-dehnungsmessstreifen.html>
- [21] TEXAS INSTRUMENTS INC.: *ADS111x Ultra-Small, Low-Power, I2C-Compatible, 860-SPS, 16-Bit ADCs With Internal Reference, Oscillator, and Programmable Comparator*. Web. 2018. – URL https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1115.pdf?ts=1593179138439&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [22] TEXAS INSTRUMENTS INC.: *INA12x Precision, Low-Power Instrumentation Amplifiers*. Web. 2019. – URL https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ina128.pdf?ts=1593952551173&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F
- [23] TIETZE, Dr.-Ing U. ; SCHENK, Dr. C.: *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1999. – ISBN 3-540-64192-0
- [24] XUAN FAN, Berkeley: *Dissertation: Intelligent Power Assist Algorithms for Electric Bicycles*. Web. 2010. – URL https://digitalassets.lib.berkeley.edu/etd/ucb/text/Fan_berkeley_0028E_11104.pdf

A Anhang

A.1 Inhalt des Datenträgers

Aufgrund des Umfangs befinden sich Quellcode, Datenblätter und sonstige Anhänge auf dem Datenträger. Dieser ist bei

Prof. Dr.-Ing. Michael Röther (BT7 Raum 12.82) und bei

Prof. Dr. Florian Wenck (BT7 Raum 6.82)

an der HAW Hamburg hinterlegt.

Der Inhalt des Datenträgers ist wie folgt aufgelistet:

- Ausfertigung dieser Masterarbeit im PDF-Format
- EAGLE- und PDF Dateien mit Schaltplänen und Platinenlayouts
- Datenblätter der verwendeten Bauteile
- Verwendete Grafiken und Fotos
- Quellcode aller Softwaremodule und Test-Quellcodes
- MATLAB-Skripte für Tests und Simulationen
- Simulink-Modell von Regler und Strecke
- UML-Diagramme der Software¹
- CAD-Daten des Messaufnehmers V2 als STEP-Datei
- Messdaten gezeigter Messungen im CSV-Format

¹Verwendeter Editor: StarUML [<https://staruml.io>]

A.2 Parameterwerte

Parameter	Wert	Bezeichnung
$U_{M,max}$	42 V	maximale Motorspannung
U_{MN}	36 V	Motornennspannung
I_{MN}	7 A	Motornennstrom
P_{MN}	250 W	Motornennleistung
N_{MN}	146,2 min ⁻¹	Motornenndrehzahl
M_{MN}	16,33 Nm	Motorenndrehmoment
N_{MLN}	255 min ⁻¹	Motorleerlaufdrehzahl
J_M	0,2181 kg · m ²	Motorträgheitsmoment
T_H	0,3 s	Hochlaufzeit (ohne Last)*
$T_{H,g}$	8,3 s	Hochlaufzeit (mit Last)*
K_{MR}	0,08	Motorreibungskoeffizient*
μ_{sr}	0,0078	stat. Reibungskoeffizient*
μ_{dr}	0,3614	dyn. Reibungskoeffizient*
K_M	3,2143	Verstärkung Ankerstromkreis*
T_M	0,0373 s	Zeitkonstante Ankerstromkreis
K_{St}	1	Verstärkung Treiber
T_{St}	0,0224 s	Zeitkonstante Treiber
$U_{St,max}$	3,2 V	Maximale Stellgröße
K_{gi}	1	Verstärkung Strommessglied
T_{gi}	0,005 s	Zeitkonstante Strommessglied
K_{PR}	0,2118	Stromregler P-Anteil
K_{IR}	5,6772	Stromregler I-Anteil
$M_{drv,N}$	42,87 Nm	Nennmoment Fahrer $M_{MN} \cdot \frac{1}{\ddot{u}_g}$
\ddot{u}_g	$\frac{16}{42} = 0,38$	Getriebeübersetzung $\frac{z_{Ritzel}}{z_{Kurbel}}$
$Z_{sup,max}$	5	Höchste Unterstützungsstufe

Tabelle A.1: Übersicht System- und Normierungsparameter (* = empirisch korrigiert)

A.3 Bilder des Gesamtsystems



Abbildung A.1: Seitenansicht des Pedelecs (links)



Abbildung A.2: Seitenansicht des Pedelecs (rechts)

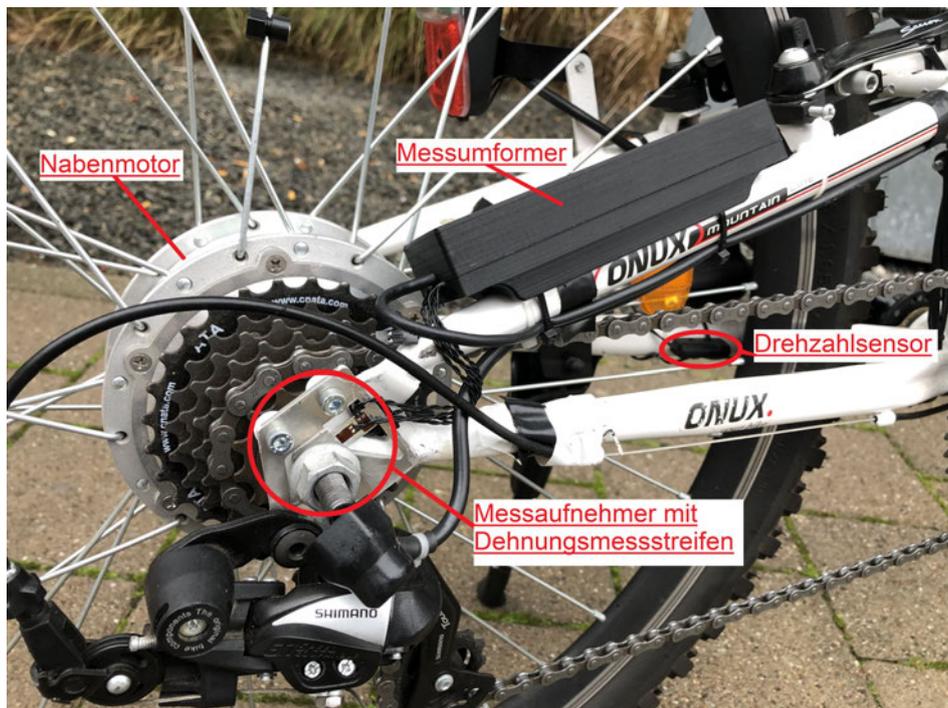


Abbildung A.3: Detailansicht der Drehmomentsensor-Messstelle

Glossar

ADC Analog to Digital Converter, wandelt eine analoge Spannung in eine digitale (binäre) Zahl.

BLDC Brushless Direct Current Motor, elektrischer Gleichstrommotor ohne Kohlebürsten, aufgebaut wie eine permanenterregte Synchronmaschine.

DAC Digital to Analog Converter, wandelt eine digitale (binäre) Zahl in eine analoge Spannung.

DMS Dehnungsmessstreifen, metallisch-elektrische Messelemente zur Erfassung mechanischer Spannungen aufgrund von Widerstandsänderungen bei Dehnung/Stauchung.

I²C Inter-Integrated Circuit, digitaler Zweidraht-Bus, ursprünglich zur Kommunikation von Bausteinen auf einer Platine entwickelt, mit der Reichweite von mehreren Metern jedoch vielfach anderweitig verwendet.

Kadenz Trittfrequenz, Umdrehungsfrequenz der Tretlagerwelle.

PAS Pedal Assist Sensor, Sensor zur Erfassung der Kadenz.

Pedelec Pedal Electric Cycle, Fahrrad mit unterstützendem elektrischen Hilfsmotor.

SPS Samples Per Second, Anzahl der Messvorgänge pro Sekunde.

StVZO Straßenverkehrs-Zulassungs-Ordnung.

VEESC Vedder Electronic Speed Controller, ein vollständig quelloffener Vierquadranten-BLDC-Treiber.

Erklärung zur selbstständigen Bearbeitung einer Abschlussarbeit

Hiermit versichere ich, dass ich die vorliegende Arbeit ohne fremde Hilfe selbständig verfasst und nur die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Wörtlich oder dem Sinn nach aus anderen Werken entnommene Stellen sind unter Angabe der Quellen kenntlich gemacht.



Ort

Datum

Unterschrift im Original