



Lesitschnig Daniel, BSc.

Design, implementation and experimental validation of a steer-by-wire control system

MASTERARBEIT ZUR ERLANGUNG DES AKADEMISCHEN
GRADES DIPLOM-INGENIEUR
MASTERSTUDIUM ICE

EINGEREICHT AN DER TECHNISCHEN UNIVERSITÄT GRAZ

Betreuer:
Ass.Prof. Dipl.-Ing. Reichhartinger Markus, Dr.techn.

Institut für Regelungs- und Automatisierungstechnik
Graz 2. April 2019

Erklärung der Urheberschaft

Ich erkläre hiermit an Eides statt, dass ich die vorliegende Arbeit ohne Hilfe Dritter und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe; die aus fremden Quellen direkt oder indirekt übernommenen Gedanken sind als solche kenntlich gemacht. Die Arbeit wurde bisher in gleicher oder ähnlicher Form in keiner anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch noch nicht veröffentlicht.

Ort, Datum

Unterschrift

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	4
1.1	Sliding Mode	5
1.2	Der Super Twisting Algorithmus	9
1.3	Sliding Mode Beobachter	10
1.4	Mathematisches Pendel	11
2	Beschreibung des Prüfstandes	18
2.1	Electric Power Steering Prüfstand	18
2.2	Sensorik des Electric Power Steering Prüfstandes	19
2.3	Steer by Wire Prüfstand	20
2.3.1	Der Gleichstrommotor	21
2.3.2	Das Getriebe	21
2.3.3	Der Winkelencoder	21
2.3.4	Der Motortreiber	22
3	Modellbildung	23
3.1	Bestimmung der Reibung	25
3.2	Bestimmung des Trägheitsmoments	27
4	Entwurf der Regler	28
4.1	Entwurf der Nachführung	30
4.2	Aufbau der Nachführung in der Simulation	32
4.3	Gegenmoment an System 1	35
4.4	Vorbereitungen des Prüfstandes	39
4.4.1	Einlesen des Inkrementalgebers	41
4.4.2	Aufbau der Motorregelung	43
4.4.3	Experiment am realen System	46
5	Entwurf der Beobachter	49
5.0.1	Lenkmoment Beobachter M_d	49
5.0.2	Beobachter Winkelgeschwindigkeit ω_2	52
5.0.3	Beobachter Spurstangenkraft F	53
5.1	Entwurf eines kompakten Beobachters	55
6	Experimentelle Verifikation der Beobachter	58
6.1	Beobachter in der Simulation	58
6.1.1	Beobachter nach Kapitel 5	59
6.1.2	Beobachter nach Kapitel 5.1	62
7	Messergebnisse	65
8	Die Control-Desk-Software	67

9 Zusammenfassung	69
10 Ausblick	69
11 Abstract	69
Literatur70 Abbildungsverzeichnis70	

1 Einleitung

Das Lenksystem ist eine wichtige Komponente eines Autos. Hat die lenkende Person kein "komfortables" Lenkgefühl und passt ihr die Traktion des Autos nicht, so ist die Person nicht zufrieden mit dem Fahrzeug. Somit setzt die Automobilindustrie vieles daran, ihre Lenksysteme komfortabel und sicher zu entwerfen. Mit der Einführung der hydraulischen Lenkunterstützung, wird das am Lenkrad angelegte Moment der fahrenden Person hydraulisch verstärkt. Somit benötigt die Person für das Lenken weniger Kraft. Da jedoch bei hydraulischen Systemen der Energieaufwand relativ hoch ist, weil der Druck im hydraulischen System mittels Pumpe dauerhaft aufrecht gehalten werden muss, entwickelten viele Automobilhersteller elektrohydraulische und elektrische Servolenksysteme ("kurz Electric Power Steering EPS"), die nur bei Lenkvorgängen das Lenken unterstützen und somit energieeffizienter arbeiten. Elektrische Systeme sind auch leichter, da diese kein Lenkventil, keine Lenkungspumpe, keinen Ölbehälter, keine Hochdruckschläuche und kein Hydrauliköl benötigen. EPS-Systeme sind im Allgemeinen um bis zu 90% effizienter. Bei EPS-Systemen wird über ein zusätzliches Getriebe der elektrische Motor mit der Lenksäule verbunden. Die aufgewandte Kraft der lenkenden Person wird mittels Gleichstrommotor verstärkt. Der Nachteil bei Kraftübertragung mit Lenksäule ist der hohe Platzaufwand. Es muss beim Entwurf des Autos viel Platz für die Lenksäule geschaffen werden. Dies führt für den Automobilhersteller zu mehr Kosten bei der Herstellung. Auch die Platzierung der Lenkung ist wegen der Lenksäule eingeschränkt. Um das Lenkrad "willkürlich" im Fahrerraum platzieren zu können, gibt es Konzepte wie das "steer by wire (kurz SBW)". Dieses Konzept ermittelt Lenkwinkel, Lenkmoment und übergibt diese Informationen über Schnittstellen einem Micro-Controller, der den Gleichstrommotor des EPS-Systems so ansteuert, dass dadurch die Lenksäule ersetzt werden kann. Vorteil des SBW gegenüber dem herkömmlichen EPS ist die Einsparung der Lenksäule und die Möglichkeit, die Lenkung variabel im Fahrerraum platzieren zu können. Beim Ersetzen eines EPS-Systems durch ein SBW-System darf das Lenkgefühl und die Sicherheit nicht verschlechtert werden. Man darf keinen Unterschied zwischen "Lenken mit Lenksäule EPS" und dem "Lenken ohne Lenksäule SBW" bemerken. Diese Masterarbeit befasst sich mit der Thematik, Regelalgorithmen zu entwerfen, um bei SBW-Systemen ein ähnliches Lenkgefühl zu erreichen, wie bei Systemen mit Lenksäule(EPS). Um Sensoren zu sparen, werden auch Beobachter implementiert. Sowohl Regler als auch Beobachter werden mit Sliding Mode Methoden entworfen. Sliding Mode Entwurfsschemen besitzen gewisse Vorteile gegenüber anderen Entwurfsverfahren. Mit Hilfe der Sliding Mode Methoden können Regler oder Beobachter entworfen werden, die robust

gegenüber Störungen und Schwankungen von Systemparametern sind. Da in dieser Arbeit einige Parameter experimentell ermittelt werden, ist der Sliding Mode Entwurf eine geeignete Methode. Die vorliegende Arbeit ist in zwei Teile gegliedert. Im ersten Teil der Arbeit, wird die Theorie der Regler und Beobachter-Entwürfe an einigen akademischen Beispielen vorgestellt. Der zweite Teil setzt die Theorie vorerst in der Simulation und später am realen Prüfstand um. Es wird im folgenden Kapitel, einleitend das Konzept Sliding Mode vorgestellt. [7]

1.1 Sliding Mode

Im folgenden Abschnitt soll das Konzept der Sliding-Mode Regelung kurz dargestellt werden, da später Beobachter mit diesem Konzept entworfen und am EPS Prüfstand getestet werden. "Sliding-Mode-Regler (Sliding Mode Control kurz SMC)" gehören zur Klasse der strukturvariablen Regler und können robust gegenüber bestimmten Arten von Modellunsicherheiten bzw. Parameterschwankungen entworfen werden. Die Regelung basiert auf der Definition geeigneter Reglerstrukturen und Schaltgesetze, durch die der Systemzustand in den gewünschten Arbeitspunkt überführt wird. Ein Sliding Mode Regler besitzt eine unstetige rechte Seite. Ein einfaches Beispiel für die Verwendung eines SMC ist die Regelung des Kurses eines Schiffes [2, S.24].

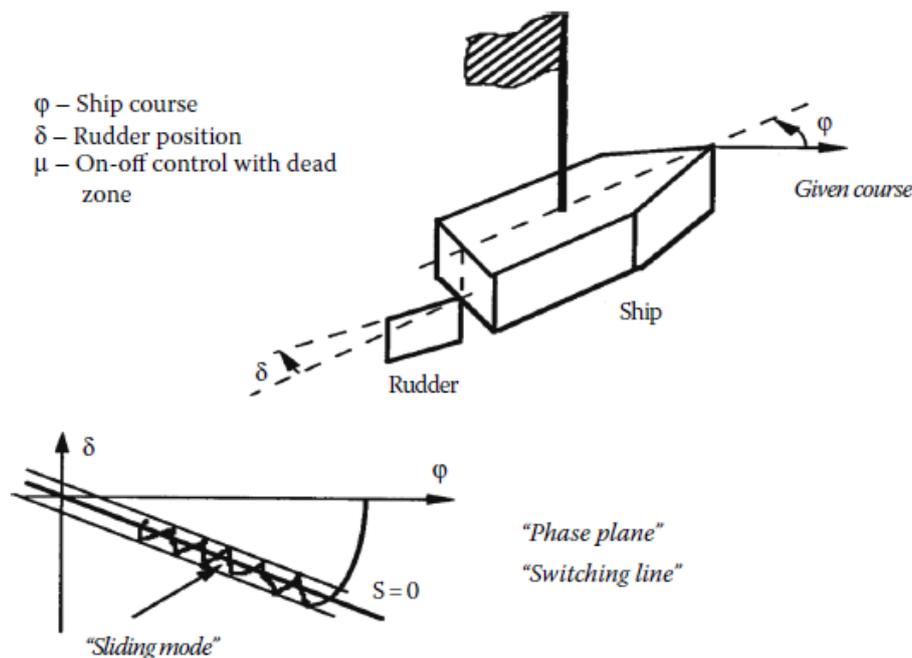


Abbildung 1: SMC um ein Schiff auf Kurs zu halten,
Quelle: [12, S.5]

Der SMC-Reglerentwurf kann in zwei Teile unterteilt werden.

1. Festlegen einer Sliding Mode Variablen (kurz SMV) $\sigma(\mathbf{x})$ abhängig vom Systemzustand \mathbf{x} . Ziel ist es, dass $\sigma \stackrel{!}{=} 0$ gilt.
2. Festlegen der SMV-Dynamik. Die Konvergenz soll in endlicher Zeit möglich sein. Ein einfacher Ansatz kann mit

$$\dot{\sigma} \stackrel{!}{=} -k \operatorname{sign}(\sigma)$$

vorgegeben werden. Diese Spezifikation soll in einer endlichen Zeit $t > T_R$ erreicht und danach der Zustand $\sigma = 0, \forall t \geq T_R$ beibehalten werden. Die Phase bis $\sigma = 0$ gilt, wird "reaching phase" genannt. In der Phase wo $\forall t \geq T_R$ gilt, ist das System in "sliding phase" .

Sei

$$V = \frac{1}{2}\sigma^2$$

eine positiv definite Ljapunov Funktion (kurz LF). Die LF abgeleitet ergibt:

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma}.$$

Die Bedingung $\sigma \dot{\sigma} < 0$ wird "sliding condition" genannt und muss erfüllt sein, um das Erreichen der "reaching-phase" in der Zeit T_R zu gewährleisten. In der Regel kann mittels der "sliding condition" der Parameter k "geeignet" abgeschätzt werden. Das Verbleiben auf $\sigma = 0$ wird durch das unstetige Verhalten des Reglers gesichert. Das Konzept "Sliding Mode" soll am folgenden Beispiel, einer variablen Trägheit, demonstriert werden [1, S.9-11]:

$$\frac{dx_1}{dt} = x_2 \tag{1}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = a^2 u \tag{2}$$

Als Zustände wurden der Winkel x_1 und die Winkelgeschwindigkeit $x_2 = \dot{x}_1$ gewählt. Es gilt, dass $a \in \mathbb{R}$ ist. Die Stellgröße u folgt folgender Gesetzmäßigkeit:

$$u = |x_1| \operatorname{sign}(x_1 + kx_2).$$

Der Term $\sigma = x_1 + kx_2 \stackrel{!}{=} 0$ wird als Schaltgerade oder Schaltfunktion bezeichnet. Es

wird angestrebt, dass $\dot{\sigma} \stackrel{!}{=} 0$ gilt. Jedes mal wenn, diese Gerade gekreuzt wird - also bei $\sigma = 0$ - schaltet die Stellgröße u . Bei der Dynamik wird im einfachsten Fall gefordert, dass $\dot{\sigma} \stackrel{!}{=} -k \text{sign}(\sigma)$. Wobei gilt, dass k ein "geeignet" zu wählender Parameter ist. Abbildung (2) illustriert das Phasendiagramm des Systems aus Gleichung (1). In den Regionen I und III, wo $x_1 \text{sign}(x_1 + kx_2) > 0$ gilt, ergeben die Trajektorien Ellipsen, beschrieben durch die Gleichung:

$$a^2 x_1^2 + x_2^2 = \text{const.}$$

In den Regionen II und IV, wo $x_1 \text{sign}(x_1 + kx_2) < 0$ gilt, ergeben die Trajektorien Hyperbeln mit Asymptoten beschrieben durch die Gleichung:

$$\pm a x_1. \quad (3)$$

Immer wenn $x_1 + kx_2 = 0$ gilt, dann schaltet die Stellgröße u [8, S.4-5].

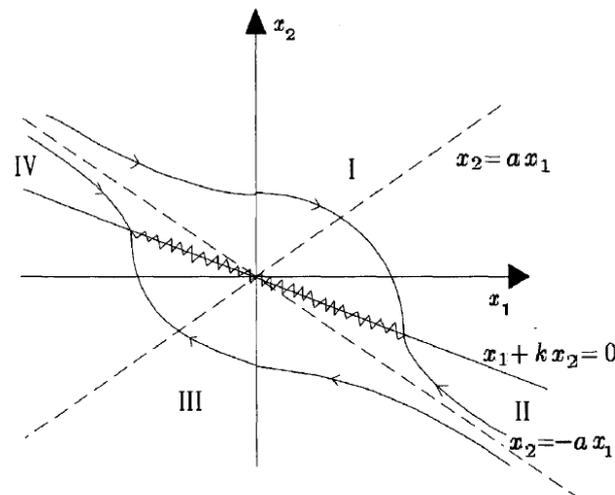


Abbildung 2: Trajektorien-Verlauf variable Trägheit,
Quelle:[8, S.20-24]

Betrachtet man ein System in Sliding Mode, so ist ein gewisses Schalten um die Schaltfunktion im Zustandsraum festzustellen. Man spricht vom sogenannten "Chattering". Illustriert ist dies in folgender Abbildung:

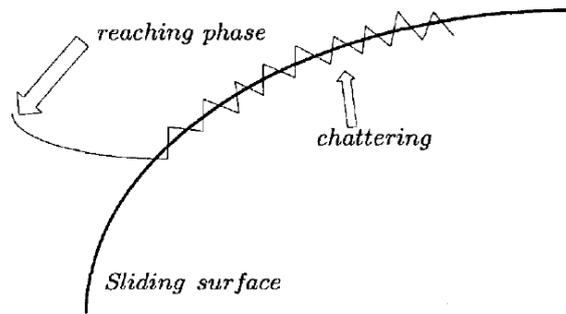


Abbildung 3: Sliding Mode Chattering um die Schaltfläche,
Quelle:[8, S.13]

In der Praxis sind diese hochfrequenten Schwingungen unerwünscht, da sie bei mechanischen Systemen, die Bauteile unnötig belasten und bei elektrischen Systemen zu hohen Wärmeverlusten führen. Es ist auch nicht möglich einen Regler ohne "Chattering" zu implementieren. Man kann diesen Effekt nur verringern. Deshalb ist es notwendig sich über Gegenmaßnahmen Gedanken zu machen. Eine Möglichkeit wäre es - anstatt der Signum-Funktion mit senkrechten Flanken - eine "Saturation" Funktion zu verwenden. Diese besitzt eine flachere Flanke. Abbildung der Saturation Funktion:

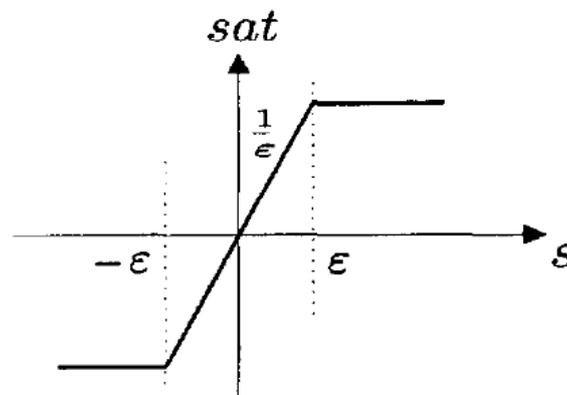


Abbildung 4: Saturation-Funktion,
Quelle: [8, S.13]

Eine effiziente Möglichkeit um "Chattering" zu verringern, ist die Methode des "Higher-Order Sliding Mode" (kurz HOSM). In dieser Arbeit soll kurz der Super-Twisting Algorithmus, der zu den HOSM Methoden gehört, vorgestellt werden [8].

1.2 Der Super Twisting Algorithmus

Es gibt Regelungs-Verfahren, wodurch Systeme in Sliding-Mode gebracht werden können. Jedoch ist die Stellgröße u unstetig, womit manche Apparaturen wie z.B. Hydraulik-Systeme nicht arbeiten können. Abhilfe kann eine "dynamische Erweiterung" schaffen, wie ein Integrierer zwischen unstetiger Stellgröße und dem System-Eingang $\dot{u} = v$. Der Term v wird unstetig entworfen. Die Stellgröße u ist trotzdem kontinuierlich. Ein sehr robuster HOSM Algorithmus ist der sogenannte "Super-Twisting" Algorithmus (kurz STA). Der STA ist ein Sliding Mode Algorithmus zweiter Ordnung mit relativem Grad $\delta = n - m = 1$. Die Schaltfunktion ist mit $\sigma = \dot{x}_1 = \Delta + u$ definiert. Die Unsicherheit Δ ist stetig und für den Betrag der zeitlichen Ableitung der Messunsicherheit gilt die Beschränkung $|\dot{\Delta}| < \Delta_{max}$. Mit diesen Annahmen ist der STA durch folgendes Regelgesetz gegeben:

$$\begin{aligned} u &= -k_1 \sqrt{|x_1|} \operatorname{sgn}(x_1) + x_2 \\ \dot{x}_2 &= -k_2 \operatorname{sgn}(x_1). \end{aligned}$$

Der geschlossene Regelkreis lässt sich nun wie folgt anschreiben [12, S.54-56]:

$$\dot{x}_1 = -k_1 \sqrt{|x_1|} \operatorname{sgn}(x_1) + x_2 + \Delta_0 \quad (4)$$

$$\dot{x}_2 = -k_2 \operatorname{sgn}(x_1) + \Delta_1. \quad (5)$$

Hier sind die Parameter k_1 und k_2 "geeignet" zu wählen. Der STA ist für robuste Regelungen, Beobachter oder als robuster exakter Differenzierer gut einsetzbar. Es kann gezeigt werden, dass auch bei Vorhandensein von Störungen wie Δ_0 , Δ_1 und geeigneten positiven Werten von k_1 und k_2 der STA in endlicher Zeit in $(x_1, x_2) = (0, 0)$ konvergiert. Für die Unsicherheiten gelten folgende Einschränkungen:

$$\Delta_0 \leq \sigma_1 \sqrt{|x_1|} \quad (6)$$

$$\Delta_1 \leq \sigma_2 \quad (7)$$

$$\sigma_1, \sigma_2 > 0. \quad (8)$$

[1, S.21]

Betrachtet man die Trajektorien $s := \sigma, \dot{s} := \dot{\sigma}$ der Schaltfunktion, so verlaufen diese strudelförmig in den Ursprung $(s, \dot{s}) = (0, 0)$ [8, S.71-80].

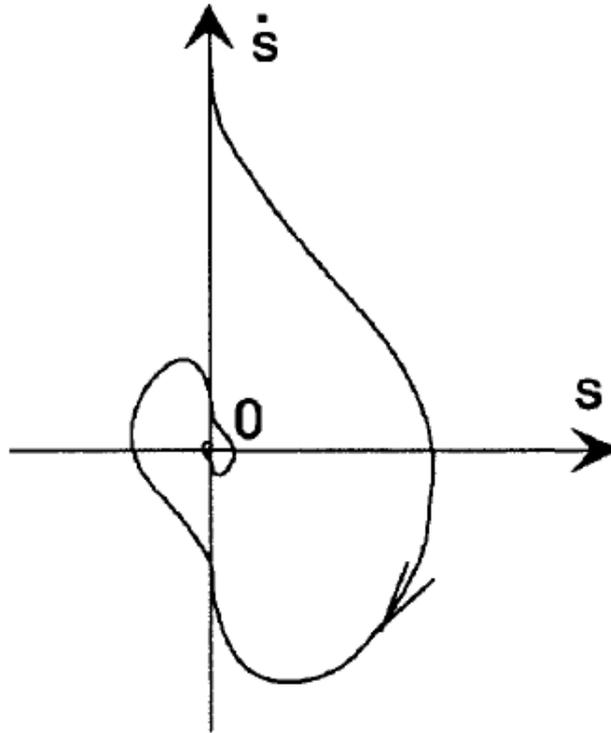


Abbildung 5: Super Twisting Algorithmus,
Quelle: [8, S.78]

1.3 Sliding Mode Beobachter

Da manche Sensoren am realen Prüfstand fehlen - z.B für die Messung von Winkelgeschwindigkeiten und Lenkmomenten - werden Beobachter entworfen, die eine gewisse Robustheit gegenüber Parameter-Unsicherheiten besitzen. Der Entwurf von Sliding Mode Beobachtern (kurz SMB) entsprechen diesen Anforderungen. In diesem Abschnitt wird die Theorie der SMB näher erklärt. Es sei ein System zweiter Ordnung mit

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1, u) + x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1, x_2, u) + \rho(t, x_1, x_2) \\ y &= x_1\end{aligned}\tag{9}$$

gegeben. Hier stehen f_1, f_2 für bekannte Funktionen und $|\rho(t, x_1, x_2)| < D$ ist eine unbekannte beschränkte Unsicherheit. Mit Gleichung (9) und dem Hinzufügen sogenannter *injection - terms*

$$\begin{aligned}\phi_1(e_1) &= \sqrt{|e_1|} \text{sign}(e_1) \\ \phi_2(e_2) &= \text{sign}(e_1)\end{aligned}$$

kann die Beobachterdynamik mit

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{x}_1}{dt} &= f_1(x_1, u) + \hat{x}_2 - k_1\phi_1(e_1) \\ \frac{d\hat{x}_2}{dt} &= f_2(x_1, \hat{x}_2, u) - k_2\phi_2(e_1)\end{aligned}\tag{10}$$

angeschrieben werden. Mit den Fehlertermen $e_1 = x_1 - \hat{x}_1$ und $e_2 = x_2 - \hat{x}_2$ wird die Fehlerdynamik wie folgt beschrieben:

$$\begin{aligned}\frac{de_1}{dt} &= f_1 + x_2 - f_1 - \hat{x}_2 + k_1\phi_1(e_1) = e_2 + k_1\phi_1(e_1) \\ \frac{de_2}{dt} &= f_2 + \rho - f_2 + k_2(e_1) = \rho + k_2(e_1).\end{aligned}\tag{11}$$

Ist der Fehlerterm $\rho(t, x_1, x_2)$ beschränkt und sind k_1 und k_2 geeignet gewählte Werte, so konvergieren die Schätzfehler in endlicher Zeit gegen null siehe Kapitel über den STA. Somit gilt $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}_1 = x_1$ und $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{x}_2 = x_2$ [1, S.22].

1.4 Mathematisches Pendel

Die in Kapitel 1.1 bis 1.3 beschriebene Theorie, soll an einem praktischen Beispiel demonstriert werden. Das Pendel ist ein einfaches Beispiel für Schwingungsbewegungen. Ziel ist es, die Reibkraft F_R , den Winkel x_1 und die Winkelgeschwindigkeit x_2 zu schätzen. Es wird das mathematische Pendel als Beispiel gewählt, weil später am realen Prüfstand auch Parameter wie Winkelgeschwindigkeit und Kraft, mittels Beobachter zu schätzen sind. Vorab werden einige Schreibweisen definiert:

$$[a - b]^k := |a - b|^k \text{sign}(a - b).$$

Es folgt die Herleitung der Gleichungen für das mathematische Pendel.

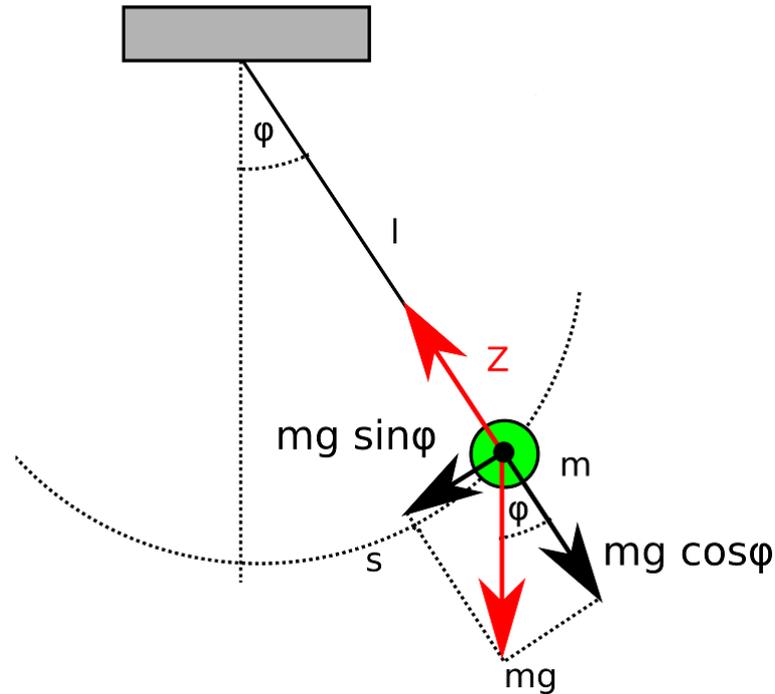


Abbildung 6: mathematisches Pendel mit Gewichtskraft mg und Zugkraft Z ,
Quelle: [11, S.395]

Die Tangentialkomponente der Beschleunigung der Masse ist $\frac{ds^2}{dt^2}$. Es gilt:

$$\frac{ds^2}{dt^2} = -g \sin \varphi = -g \sin \frac{s}{l}. \quad (12)$$

Bei kleinen Auslenkungen kann $\sin \varphi$ durch φ ersetzt werden und es gilt:

$$\frac{ds^2}{dt^2} = -\frac{g}{l}s. \quad (13)$$

Setzt man $s = l\varphi$ in Gleichung (13) ein, unter der Annahme von $\varphi := x_1$ und $\frac{d\varphi}{dt} := x_2$, so kann folgendes System angeschrieben werden:

$$\begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{dx_2}{dt} &= -\frac{g}{l}x_1. \end{aligned} \quad (14)$$

Unter Berücksichtigung einer Reibungskraft $F_R = \gamma \frac{d\varphi}{dt}$ kann folgende Gleichung fixiert werden:

$$\begin{aligned} \frac{x_1}{dt} &= x_2 \\ \frac{x_2}{dt} &= -\frac{g}{l}x_1 - F_R = -\frac{g}{l}x_1 - \gamma x_2. \end{aligned} \quad (15)$$

Es sei ein Dämpfungsfaktor $\gamma = 0.4$ gegeben. Mit Auslenkung aus der Ruhelage $x_0 := (0.9, 0)$, erzeugt das Pendel eine gedämpfte Schwingung.

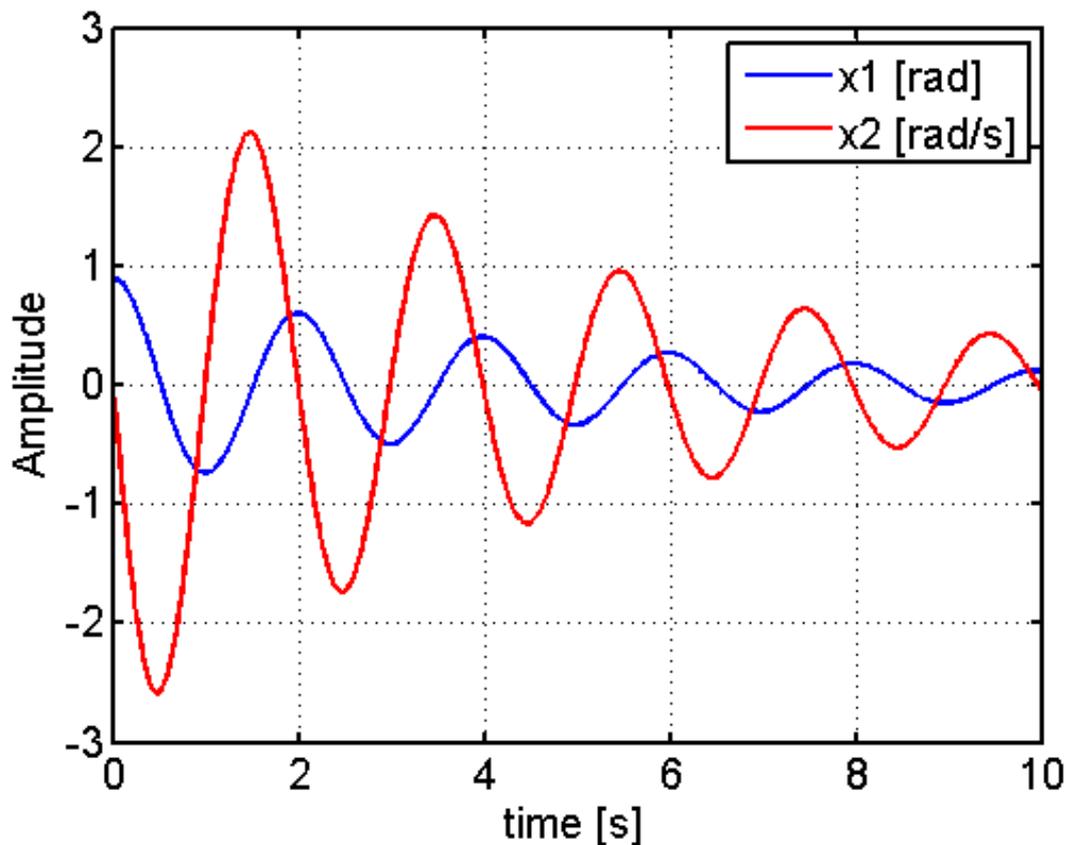


Abbildung 7: Gedämpfte Schwingung mathematisches Pendel

[11, S.395-396] Es soll der Winkel, die Winkelgeschwindigkeit und die auf das Pendel wirkende Reibkraft F_R geschätzt werden. Dafür wird ein STB Beobachter nach Kapitel 1.3 in leicht abgeänderter Form entworfen. Dabei soll die Fehlerdynamik des Beobachters folgende Form aufweisen:

$$\begin{aligned}\frac{de_1}{dt} &= e_2 - \mu_0 [e_1]^{\frac{2}{3}} \\ \frac{de_2}{dt} &= e_3 - \mu_1 [e_1]^{\frac{1}{3}} \\ \frac{de_3}{dt} &= -\mu_2 [e_1]^0 + \Delta.\end{aligned}\tag{16}$$

[10, S.253-260] Hier steht Δ für eine beschränkte Unsicherheit, die hier als Reibkraft F_R bezeichnet wird. Damit die Fehlerdynamiken des Pendels auf die Form wie in den Gleichungen (16) gebracht werden kann, wird die Dynamik der geschätzten Zustandsvariable \hat{x}_1 zu

$$\frac{d\hat{x}_1}{dt} = \hat{x}_2 + \mu_0 [e_1]^{\frac{2}{3}}\tag{17}$$

gewählt. Der Schätzfehler wird mit $e_1 := x_1 - \hat{x}_1$ berechnet. Die Fehlerdynamik für e_1 ergibt:

$$\frac{de_1}{dt} = x_2 - \hat{x}_2 - \mu_0 [e_1]^{\frac{2}{3}}.\tag{18}$$

Aus Gleichung 18 kann der Fehler $e_2 := x_2 - \hat{x}_2$ angeschrieben werden. Man definiere eine neue Dynamikgleichung wie folgt:

$$\frac{d\hat{x}_2}{dt} = -\hat{x}_3 - \frac{g}{l}x_1 + \mu_1 [e_1]^{\frac{1}{3}}.$$

Die Dynamik des zweiten Schätzfehlers ist somit durch

$$\frac{de_2}{dt} = -F_R + \hat{x}_3 - \mu_1 [e_1]^{\frac{1}{3}}\tag{19}$$

vollständig beschrieben. Mit Gleichung (19) kann der dritte Schätzfehler mit $e_3 := \hat{x}_3 - F_R$ berechnet werden. Um auf die Form aus Gleichung (16) zu kommen wird die zeitliche Ableitung für \hat{x}_3 wie folgt angenommen:

$$\frac{d\hat{x}_3}{dt} = -\mu_2 [e_1]^0.\tag{20}$$

Somit berechnet sich die Fehlerdynamik von e_3 zu:

$$\frac{de_3}{dt} = -\frac{dF_R}{dt} - \mu_2 [e_1]^0. \quad (21)$$

Die Parameter μ_0, μ_1, μ_2 müssen geeignet positiv gewählt werden, damit $\frac{dF_R}{dt}$ kompensiert wird und der Fehler $e_3 = \hat{x}_3 - F_R$ abklingt. Somit gilt für die Reibungskraft $\hat{F}_R = \hat{x}_3$. Die Parameter μ_0, μ_1, μ_2 wurden experimentell ermittelt. Die Schätzfehler konvergieren gegen null.

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} e_1 &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_2 &= 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} e_3 &= 0 \end{aligned}$$

Für eine einfache Veränderung der Parameter wurde $\mu_0 := 3\alpha^{\frac{1}{3}}, \mu_1 := 3\alpha^{\frac{2}{3}}$ und $\mu_2 := \alpha$ gewählt. Beobachter-Ergebnisse mit $\alpha = 1$:

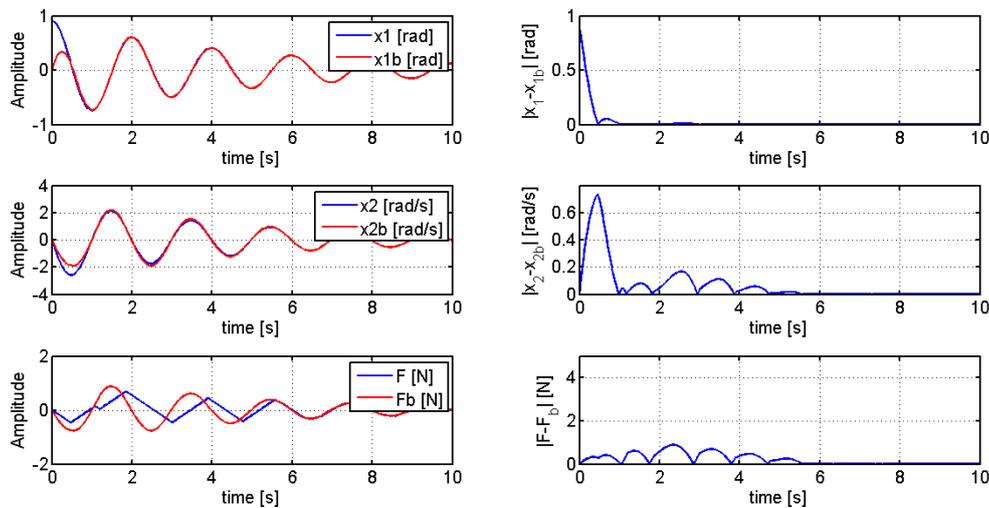
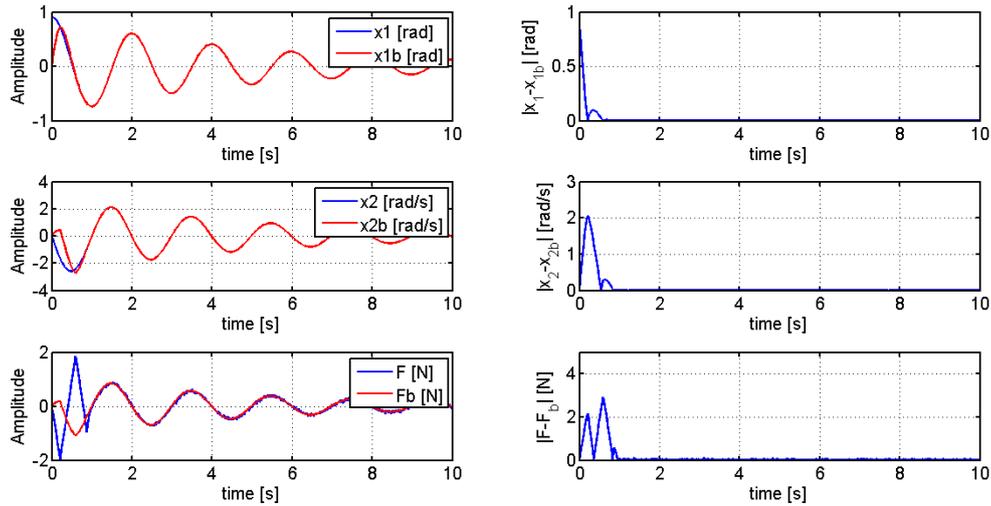
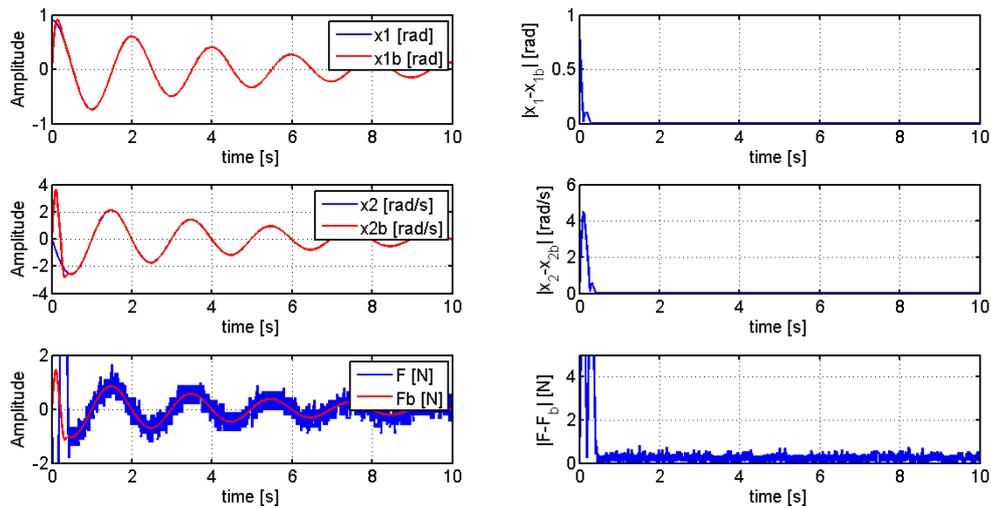


Abbildung 8: Beobachter-Ergebnisse mit $\alpha = 1$

Ergebnisse mit $\alpha = 10$:

Abbildung 9: Beobachter-Ergebnisse mit $\alpha = 10$

Ergebnisse mit $\alpha = 100$:

Abbildung 10: Beobachter-Ergebnisse mit $\alpha = 100$

Vergleicht man Abbildungen 8, 9 und 10 miteinander, so erkennt man, dass für $\alpha = 10$ die kleinsten Beobachterfehler auftreten. Bei $\alpha = 100$ weist der Beobachter hohes "Chattering"-Verhalten auf. Das dazugehörige Matlab Listing und der Koppelplan sehen wie folgt aus:

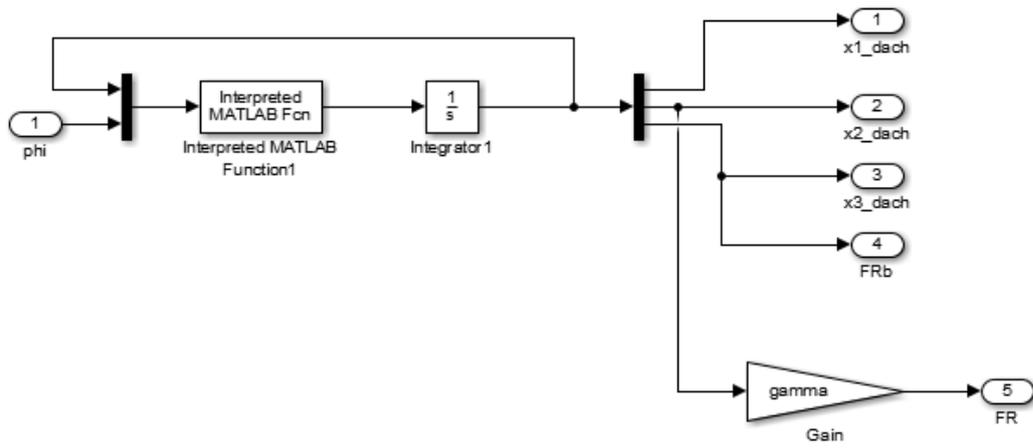


Abbildung 11: Koppelplan des Pendel Beobachters

```
1 function y = beobachter_kompakt(u,g,l,gamma,u0,u1,u2)
2     x1_dach=u(1);
3     x2_dach=u(2);
4     x3_dach=u(3);
5     x1=u(4);
6
7     e1=x1-x1_dach;
8
9     y(1)=x2_dach+u0*((abs(e1))^(2/3))*sign(e1);
10    y(2)=-(g/l)*x1-x3_dach+u1*((abs(e1))^(1/3))*sign(e1);
11    y(3)=-u2*((abs(e1))^(0))*sign(e1);
12 end
```

2 Beschreibung des Prüfstandes

Der gesamte Prüfstand besteht aus zwei Teilen. "System 1" ist die elektromechanische Komponente, die den "ursprünglichen Prüfstand" - ein EPS Prüfstand der im Labor des Instituts für Regelung und Automatisierungstechnik der TU Graz aufgebaut ist - erweitert. Der Prüfstand ohne Erweiterung, ist das Lenksystem eines "Mini Coopers". Da am "ursprünglichen Prüfstand" nicht gelenkt wird, kann im mathematischen Modell, die Lenksäule vernachlässigt werden. Das Modell des reduzierten "Mini Cooper" Prüfstandes - Prüfstand ohne Lenksäule - wird in dieser Masterarbeit als "System 2" bezeichnet. Ziel ist es, dass System 1 dasselbe Lenkgefühl hervorruft wie System 2. Es wird gefordert, dass die Kraft F - spürbar an System 2 - beim Lenken an System 1 spürbar ist.

2.1 Electric Power Steering Prüfstand

Abbildung 12 zeigt den "ursprünglichen" Prüfstand. Der "ursprüngliche" Prüfstand ohne Lenksäule wird als System 2 definiert. Direkt hinter dem Lenkrad ist ein optischer Winkelsensor montiert, der die Position des Lenkrades ermittelt. Darunter befestigt, sitzt ein Gleichstrommotor (kurz GM), der das Lenken unterstützt. Mit dem Zahnstangen-Ritzelgetriebe darunter wird die Zahnstange mit der rotierenden Welle verbunden. Diese geht direkt in die Spurstange über. Links und rechts der Spurstange befinden sich Dämpfer-Federsysteme (kurz DFS). Die Kraft, die von der Fahrbahn auf die Reifen wirkt, die Reibkräfte und die Dämpfungskräfte werden zur Spurstangenkraft F - siehe Abbildung 12 - zusammengefasst und werden am Prüfstand durch das DFS nachgebildet. Die Kraft F wird mittels Kraftmessdosen gemessen.

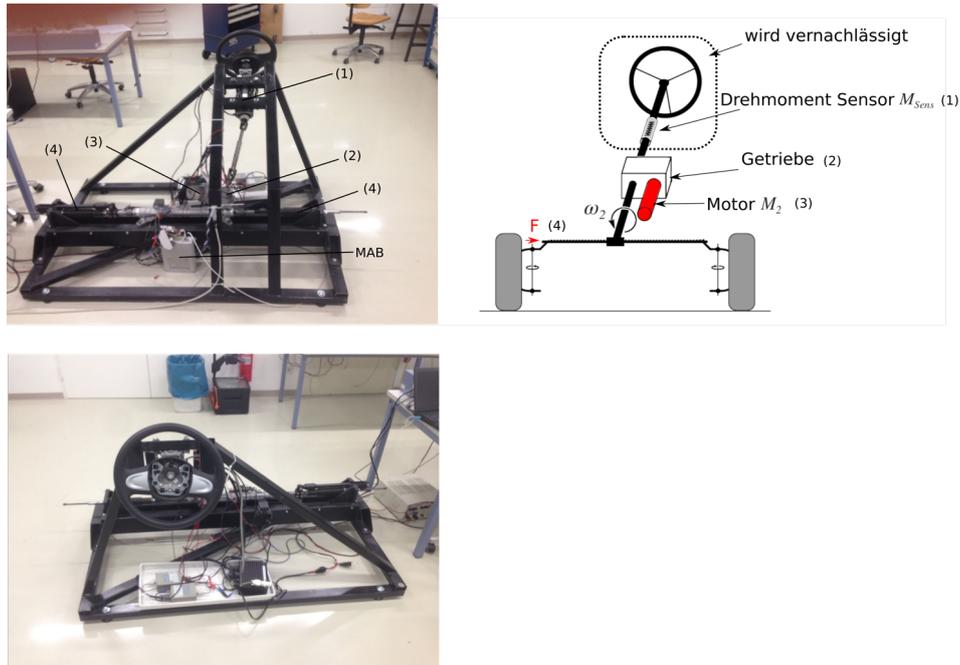


Abbildung 12: Aufbau von System 2,
Quelle: [6, S.1]

Der Bereich mit Lenkrad und Drehmoment-Sensor in Abbildung 12 wird vernachlässigt, da an System 2 nicht gelenkt wird. Deswegen beträgt - das vom Drehmoment-Sensor gemessene Signal M_{Sens} - gleich null. Die dspace Micro-Autobox(kurz MAB), ist ein Mikrocontroller, auf dem die Regelungs- und Beobachter- Algorithmen implementiert werden.

2.2 Sensorik des Electric Power Steering Prüfstandes

System 2 besitzt einige Sensoren. Die Kraft in der Spurstange F kann mittels DMS-Kraftmessdosen gemessen werden. Die jeweilige Position des Lenkrades wird mittels eines Lenkwinkelsensors der Firma BOSCH mit Artikelnummer 0265005411 ermittelt. Der große Vorteil dieses Lenkwinkelsensors ist die korrekte Winkelausgabe direkt nach dem Einschalten. Die Kommunikation zwischen Lenkwinkelsensor und der "dSpace Micro Autobox" erfolgt mittels "CAN-BUS". Die Zahnstangenposition wird mittels eines Drahtpotentiometers gemessen, dieses ist fest mit dem Rahmen verschraubt. Der aufziehbare Draht ist an der beweglichen Spurstange befestigt. Bewegt sich die Spurstange, bewegt sich auch das Drahtseil. Somit stellt sich eine zur jeweiligen Position proportionale Spannung ein. Damit kann der Winkel φ ermittelt werden. Da an System 2 kein Lenkmoment angelegt wird, misst der Drehmoment Sensor - der ein elastischer Drehstab ist - kein Drehmoment.

2.3 Steer by Wire Prüfstand

In diesem Abschnitt wird der Aufbau von System 1 beschrieben. Zunächst werden die wichtigsten Bestandteile und die verwendeten Bauteile aufgelistet. Folgende Abbildungen zeigen den Aufbau:



Abbildung 13: System 1

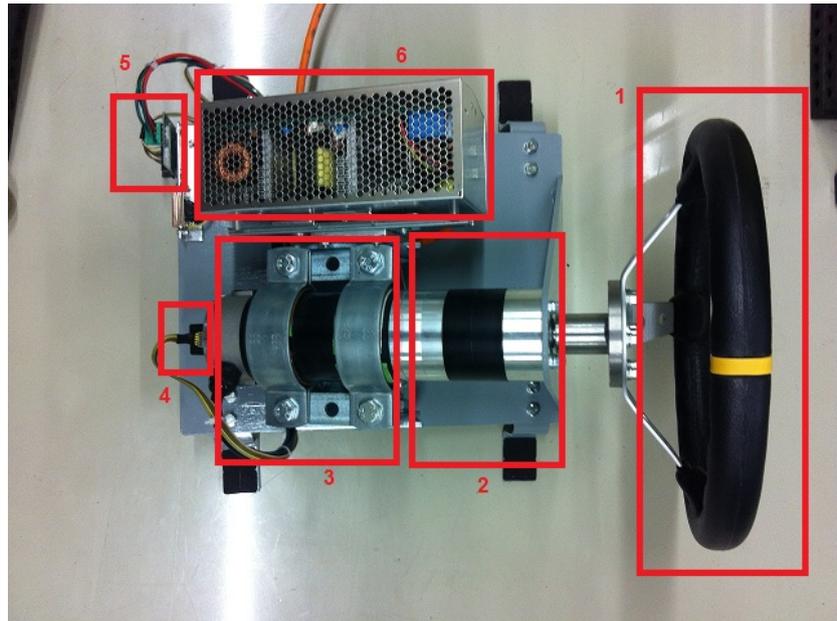


Abbildung 14: System 1 von oben betrachtet

Abbildung 14 zeigt den Aufbau von System 1. Dieses besteht aus dem Lenkrad(1), einem Getriebe(2), dem Motor(3), einem optischen Winkel-Encoder(4), einem Motor-treiber(5), einem Netzteil(6) und dem Metallgerüst.

2.3.1 Der Gleichstrommotor

Der von der Firma ELRA an System 1 verbaute Gleichstrommotor (kurz GM) *M80L* besitzt eine beidseitig kugelgelagerte Welle und austauschbare Köcherbürsten. Dieser hat eine Nennspannung von $24[V]$, Nenndrehzahl von $3000[U_{pm}]$, nimmt einen Nennstrom von $13.5[A]$ auf und hat die Nenndrehmomentkonstante von $k_1 = 0.05[\frac{Nm}{A}]$. Die Welle ist direkt mit dem Getriebe verbunden. Der Gleichstrom-Motor an System 1 dient als Aktor, der ein Gegenmoment M_1 erzeugt. Die gemessene Kraft F in der Spurstange, die an System 2 wirkt und gemessen werden kann, muss auch an System 1 beim Lenken spürbar sein [3].

2.3.2 Das Getriebe

Als Getriebe wurde das Planetengetriebe *P81* der Firma *ELRA* mit Untersetzung $19.2 : 1$ verbaut. Dies ist direkt mit der GM verbunden [4].

2.3.3 Der Winkelencoder

Für die Messung des Lenkrad-Drehwinkels φ_1 und der Winkelgeschwindigkeit ω_1 wurde ein optischer Encoder der Firma *Faulhaber* und der Serie *HEDS5500* verbaut. Dieser ist direkt mit der Motorwelle verbunden und misst die Position des Lenkrades von System 1. Die Auflösung des Winkelencoders beträgt 500 Impulse pro Umdrehung. Da kein

Winkelgeschwindigkeitssensor eingebaut ist, muss die Winkelgeschwindigkeit ω_1 durch zeitliches Ableiten der Winkelposition ermittelt werden [5].

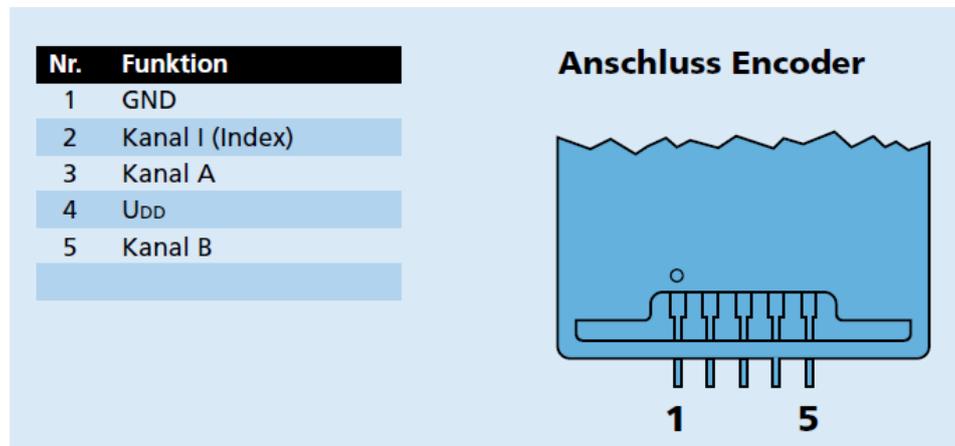


Abbildung 15: Abbildung der Encoder Anschlüsse,
Quelle: [5, S.2]

2.3.4 Der Motortreiber

Für die Motorsteuerung wurde die Motortreiberplatine *PololuDualVNH5019* mit maximaler Anspeisespannung von 24[V] verbaut. Die maximale PWM-Frequenz liegt bei 20[kHz]. Für die spätere Implementierung der Motorregelung in Simulink ist das sogenannte *CurrentSense(CS)*-Signal von besonderer Bedeutung. CS misst den Strom, der durch den Gleichstrommotor fließt, wobei für die Umrechnung $0.14[\frac{V}{A}]$ gilt [9].



Abbildung 16: Abbildung der Motortreiberplatine VNH5019

3 Modellbildung

Für weitere Untersuchungen und Simulationen muss der Prüfstand mathematisch modelliert werden. In diesem Kapitel wird System 1 und System 2 mathematisch beschrieben. Nach dem 2-ten Newtonschen Gesetz gilt, dass das Produkt von Trägheitsmoment J und der zweiten Ableitung des Winkels gleich die Summe aller Momente ist. Es gilt:

$$J \frac{d^2 \varphi}{dt^2} =: J \ddot{\varphi} = \sum_{i=1}^n M_i. \quad (3.1)$$

In der nachstehenden Tabelle werden die - für diese Masterarbeit relevanten Variablen - erklärt:

Tabelle 1: Parameter

Symbol	Einheit	Beschreibung
φ_1	$[rad]$	Winkel-Position System 1
ω_1	$[\frac{rad}{s}]$	Winkelgeschwindigkeit System 1
$c_1 = 0.03$		Reibungskonstante System 1
$k_1 = 0.05$	$[\frac{Nm}{A}]$	Motorkonstante System 1
M_d	$[Nm]$	Lenkmoment an System 1
$J_1 = 0.0934$	$[kgm^2]$	Trägheitsmoment System 1
$\ddot{u}_1 = 19.2$		Untersetzung Getriebe System 1
φ_2	$[rad]$	Winkel-Position System 2
ω_2	$[\frac{rad}{s}]$	Winkelgeschwindigkeit System 2
$c_2 = 0.9408$		Reibungskonstante System 2
$k_2 = 0.058$	$[\frac{Nm}{A}]$	Motorkonstante System 2
M_{Sens}	$[Nm]$	gemessenes Lenkmoment an System 2
$J_2 = 0.02329$	$[kgm^2]$	Trägheitsmoment System 2
$\ddot{u}_2 = 18.33$		Untersetzung Getriebe System 2
$r_2 = 0.0115$	$[m]$	Radius Zahnrad zwischen Motor und Zahnstange
M_2	$[Nm]$	Drehmoment der GM des EPS Systems an System 2
F	$[N]$	Rückstellkraft an System 2
$k_s = 142.58$	$[\frac{Nm}{rad}]$	Federkonstante Drehmoment-Sensor

[6, S.4]

In der untenstehenden Gleichung ist M_2 das vom Gleichstrommotor - verbaut in System 2 - erzeugte Drehmoment. Der Parameter \ddot{u}_2 beschreibt die Übersetzung von Motorwelle zu Lenksäule. Der Faktor r_2 ist der Radius des Zahnrades, das auf die Zahnstange aufsetzt. Die Kraft F gibt die Spurstangenkraft an, die an System 2 gemessen wird. Die Reibungsverluste gehen in die Variable M_{R2} ein. Sowohl Rückstellkraft F als auch Reibung M_{R2} wirken dem Motormoment M_2 entgegen. Das Reibungsmoment berechnet sich mit $M_{R2} = c_2\omega_2 = 0.0028\omega_2$. Das Motormoment berechnet sich mit $M_2 = k_2\ddot{u}_2I_2$. Unter Berücksichtigung der Angaben aus Gleichung (3.1), kann für System 2 folgende Differentialgleichung aufgestellt werden:

$$J_2 \frac{d^2\varphi_2}{dt^2} = M_2\ddot{u}_2 - M_{R2} - r_2F =: f_2. \quad (3.2)$$

Für die mathematische Beschreibung von System 1 kann ähnlich vorgegangen werden wie bei System 2, indem die Gleichung (3.2) als Vorbild fungiert. System 1 wird mit

$$J_1 \frac{d^2\varphi_1}{dt^2} = M_d - M_{R1} - M_1\ddot{u}_1 =: f_1 \quad (3.3)$$

ausreichend modelliert. Sei M_d das an System 1 aufgebrachte Lenkmoment. Diesem

wirkt ein Reibmoment M_{R1} entgegen. Die Motivation besteht nun darin, einen Regler zu entwerfen, damit die Kraft F , die am System 2 gemessen wird und spürbar ist, auch am Lenkrad von System 1 zu spüren ist. Das getriebeübersetztes Motormoment $M_1\ddot{u}_1$ wird durch den Gleichstrommotor erzeugt. Das Motormoment M_1 berechnet sich aus dem gemessenen Motorstrom und der Motorkonstante k_1 wie folgt:

$$M_1 = k_1 I_1. \quad (3.4)$$

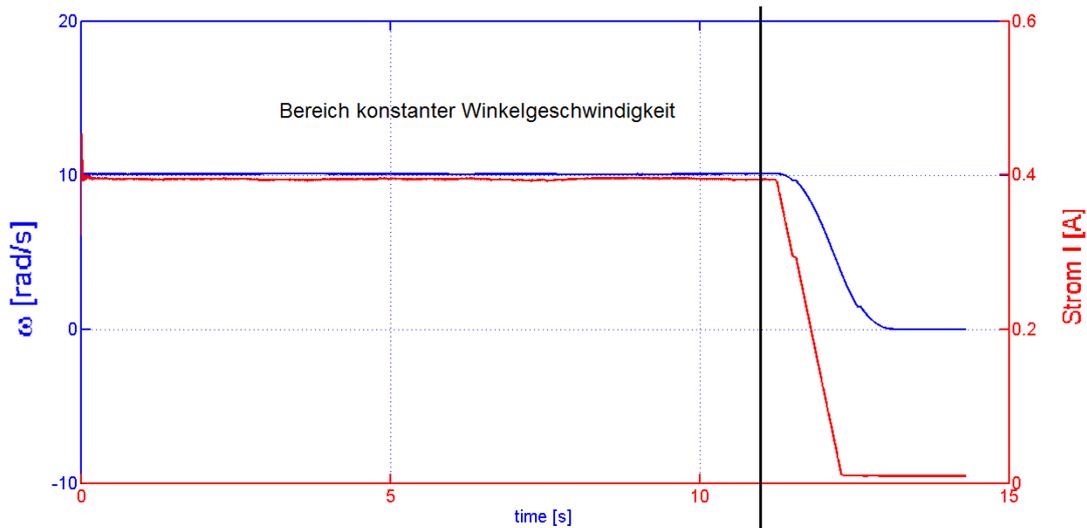
Für System 1 fehlen noch Systemparameter wie das Trägheitsmoment J_1 und das Reibmoment M_{R1} . Für System 2 sind alle notwendigen Systemparameter bereits aus dem Datenblatt zu entnehmen.

3.1 Bestimmung der Reibung

Damit beim mathematischen Modell des SBW-Systems auch die Reibmomente von System 1 mit berücksichtigt werden, ist es notwendig dafür ein Reibmodell zu entwerfen. Es wird viskose Reibung angenommen.

$$M_{Reib} = c_1 \omega_1 \quad (3.5)$$

Wobei hier der Parameter c_1 in der Gleichung (3.5) dem Reibkoeffizienten entspricht, der in dieser Masterarbeit experimentell ermittelt wird. Die Idee ist, dass der Gleichstrommotor soweit bestromt wird, bis sich eine konstante Winkelgeschwindigkeit ω_{const} einstellt. Der Strom durch den Motor wird gemessen. Die jeweiligen Kurven für Strom I und ω wurden nach der Messung mittels eines "Moving-Average-Filters" tiefpassgefiltert, um das Rauschen der Signale zu minimieren.

Abbildung 17: Experiment zum Ermitteln des Reib-Parameters c_1

Definiert man den Bereich "konstanter Winkelgeschwindigkeit" mit ω_{const} , so gilt:

$$J_1 \frac{d\omega_{const}}{dt} = -M_{R1} + M_1.$$

Hier gilt $M_1 = k_1 I_1 \ddot{u}_1$ und $M_{R1} = c_1 \omega_{const}$. Bei konstantem ω ist die Zeitableitung $\frac{d\omega}{dt}$ gleich null und man kann folgende Gesetzmäßigkeit anschreiben:

$$0 = -M_{R1} + M_1 \quad (3.6)$$

$$M_{R1} = M_1. \quad (3.7)$$

Unter Annahme einer "konstanten Winkelgeschwindigkeit" - ersichtlich in Abbildung 17 - ergibt sich für den mittleren Strom $\bar{I} = 0.32[A]$ und für die mittlere Winkelgeschwindigkeit $\bar{\omega} = 10.3[\frac{rad}{s}]$. Wobei \bar{I} und $\bar{\omega}$ die jeweiligen Mittelwerte des Bereichs "konstanter Winkelgeschwindigkeit" darstellen. Der Reibkoeffizient c_1 kann nun wie folgt aus Gleichung (3.6) ermittelt werden:

$$c_1 = \frac{k_1 \bar{I} \ddot{u}}{\bar{\omega}}. \quad (3.8)$$

Der Reibkoeffizient beträgt $c_1 = 0.03$.

3.2 Bestimmung des Trägheitsmoments

Auch das Trägheitsmoment J_1 ist unbekannt und wird in dieser Arbeit experimentell ermittelt. Dafür wird wie zuvor Motor 1 soweit bestromt, bis sich eine konstante Winkelgeschwindigkeit einstellt. Danach wird die GM abgeschaltet. Das Motormoment kann mit $M_1 = k_1 I_1$ berechnet werden.

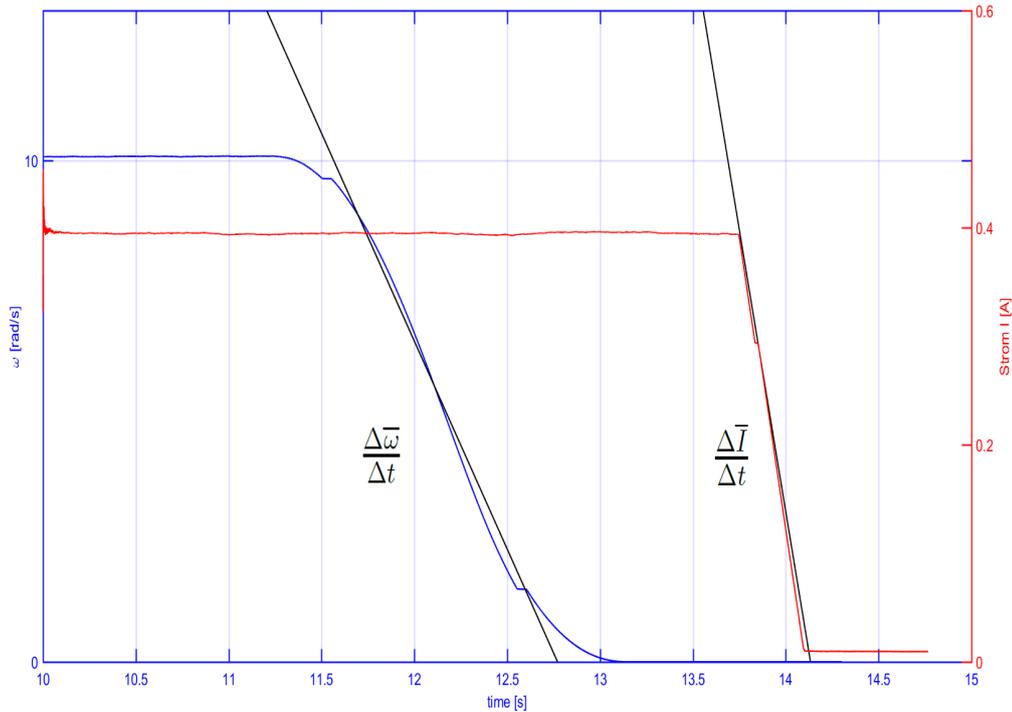


Abbildung 18: Ermitteln des Trägheitsmomentes J_1

Hierfür werden die Steigungen $\frac{\Delta\bar{\omega}}{\Delta t}$ und $\frac{\Delta\bar{I}}{\Delta t}$ abgelesen. Es gelten folgende Gleichungen:

$$\begin{aligned}
 J_1 \frac{\Delta\bar{\omega}}{\Delta t} &= M_{1,Abgeschalten} - M_{R1,Abgeschalten} \\
 J_1 \frac{\Delta\bar{\omega}}{\Delta t} &= k_1 \frac{\Delta\bar{I}}{\Delta t} \ddot{u}_1 - c_1 \frac{\Delta\bar{\omega}}{\Delta t} =: A.
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

Die Steigungen der zwei Tangenten aus Abbildung 18 betragen $\frac{\Delta\omega}{\Delta t} = -8.3[\frac{rad}{s^2}]$ und $\frac{\Delta\bar{I}}{\Delta t} = -1.067[\frac{A}{s}]$. Mit Gleichung (3.9) lässt sich das Trägheitsmoment wie folgt berechnen:

$$J_1 = \frac{A}{\frac{\Delta\bar{\omega}}{\Delta t}} = 0.0934[kgm^2].$$

4 Entwurf der Regler

Die mathematische Modellbildung für System 1 und System 2 ist in Kapitel 2 und 3 besprochen worden. Der nächste Schritt ist der Entwurf von ersten Regelungskonzepten. Es werden zwei "Haupt-Regler" entworfen. Eine Nachführung für φ_2, ω_2 mit Führungsgröße φ_1, ω_1 . Dieser soll als "Regler 2" bezeichnet werden. Eine Nachführung des Gegenmoments M_1 an System 1 mit F als Führungsgröße. Diese wird als "Regler 1" bezeichnet. In der vorliegenden Arbeit sind folgende Fragestellungen für den Reglerentwurf von Interesse:

1. Welche Zustandsgrößen sind zu wählen?
2. Welche Größe ist die Führungsgröße?
3. Welche Größen sollen geregelt bzw. nachgeführt werden?
4. Wie genau soll der Regler arbeiten?
5. Reicht die Modellbildung aus für einen Regler-Entwurf?

Für System 1 wurden der Lenkwinkel φ_1 und die Winkelgeschwindigkeit ω_1 als gesuchte Zustandsgrößen gewählt. Für System 2 wurden Lenkwinkel φ_2 und Winkelgeschwindigkeit ω_2 als Zustandsgrößen gewählt. Regler 1 und 2 sollen mittels "Model-Following-Control" (kurz MFC) Methoden entworfen werden, da dies ein einfaches und zum System passendes Regelungsverfahren darstellt. Die MFC Regelung wird im folgenden Abschnitt kurz an Hand eines theoretischen Beispiels demonstriert. Gegeben ist ein einfaches Master-Slave Beispiel. Es wird eine Nachführung entworfen mit r als Führungsgröße und mit u als Stellgröße.

Master:

$$\begin{aligned}\frac{dx_{1m}}{dt} &= x_{2m} \\ \frac{dx_{2m}}{dt} &= -k_0 x_{1m} - k_1 x_{2m} + r =: f_1.\end{aligned}$$

Slave:

$$\begin{aligned}\frac{dx_{1s}}{dt} &= x_{2s} \\ \frac{dx_{2s}}{dt} &= -k_2 x_{1s} - k_3 x_{2s} + u =: f_2.\end{aligned}$$

Man nehme an, dass $e_1 = x_{2m} - x_{2s}$ ist. Es wird gefordert, dass der Fehler e_1 in endlicher Zeit abklingt, also $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 = 0$. Es kann gezeigt werden, dass unter der Annahme $\dot{e}_1 = -\lambda e_1$ für $\lambda > 0$ der Fehler in endlicher Zeit abklingt. Leitet man e_1 nach der Zeit ab und setzt f_1 und f_2 ein, ergibt dies folgenden Ausdruck:

$$-\lambda e_1 = -k_0 x_{1m} - k_1 x_{2m} + r + k_2 x_{1s} + k_3 x_{2s} + u.$$

Es kann nun die Stellgröße u einfach berechnet werden:

$$u = \lambda e_1 - k_0 x_{1m} - k_1 x_{2m} + r + k_2 x_{1s} + k_3 x_{2s}.$$

Die Ergebnisse für verschiedene Werte für λ sind in folgenden Abbildungen ersichtlich:

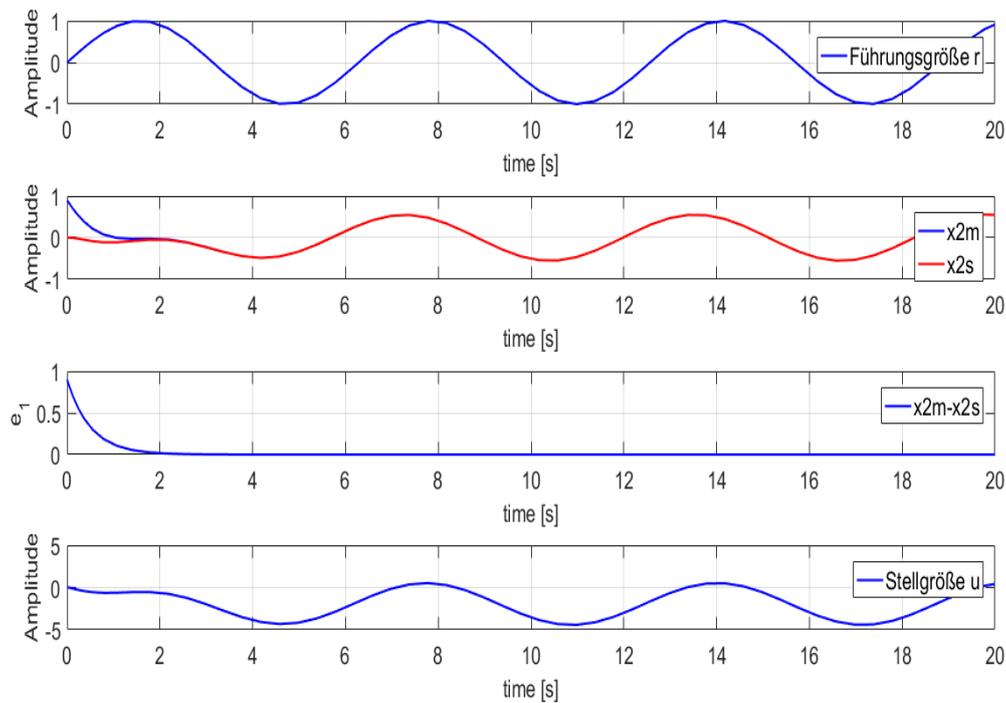
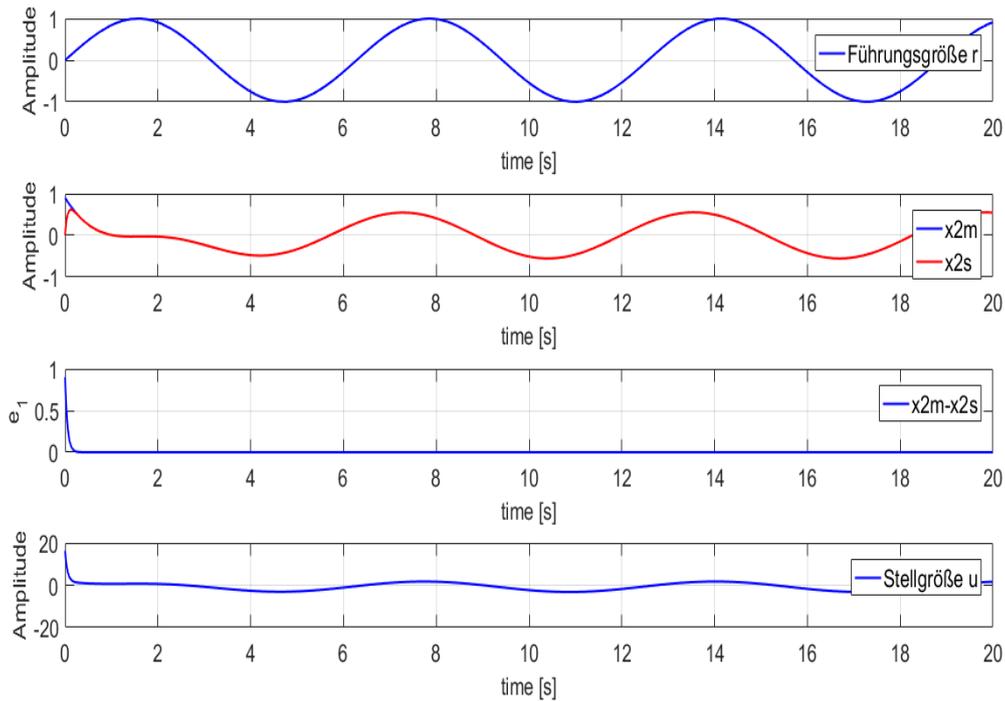


Abbildung 19: Nachführung des Master-Slave Beispiels mit $\lambda = 2$

Abbildung 20: Nachführung des Master-Slave Beispiels mit $\lambda = 20$

Vergleicht man die Abbildungen mit den unterschiedlichen λ 's, so erkennt man, dass bei größeren Werten die Nachführung schneller ist, sprich e_1 schneller abklingt. Wählt man negative Werte für λ , so stellt man fest, dass die Nachführung instabil wird.

4.1 Entwurf der Nachführung

Das Konzept des Master-Slave Beispiels soll nun am EPS System konkret angewendet werden. Als Führungsgrößen dienen hier φ_1 und ω_1 . Der Winkel φ_2 und die Winkelgeschwindigkeit ω_2 sollen den Führungsgrößen mittels MFC nachgeführt werden. Abbildung 21 zeigt schematisch den Aufbau des Regelkreises.

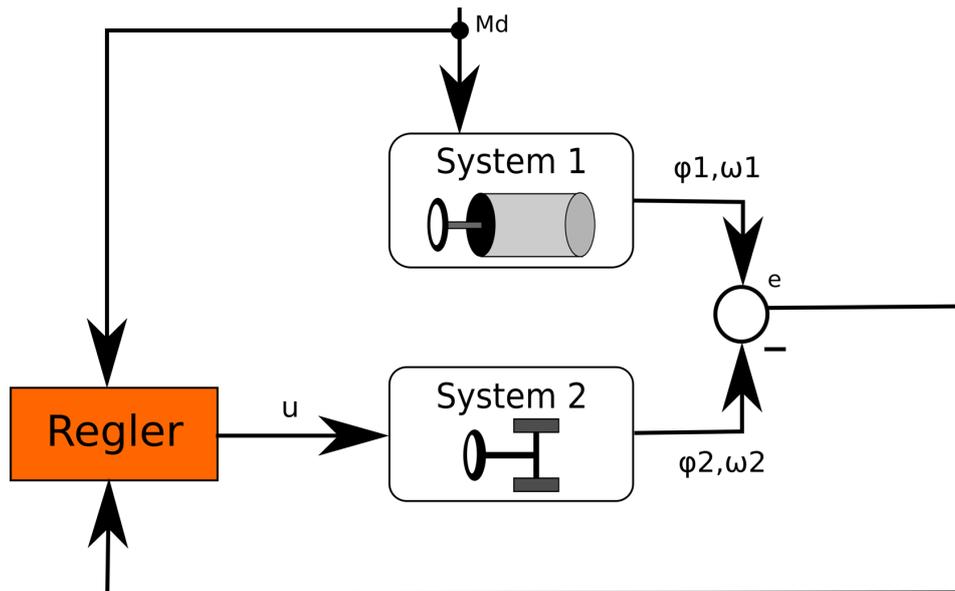


Abbildung 21: Erste Regelungsstruktur (MFC:=Model-Following-Control)

Vorerst werden zwei neue Größen definiert $e_1 := \varphi_1 - \varphi_2$ und $e_2 := \omega_1 - \omega_2$. Aus Gleichungen (3.2) und (3.3) kann die Fehlerdynamik als

$$\dot{e}_1 = e_2 \quad (4.1)$$

$$\dot{e}_2 = \frac{1}{J_1} f_1 - \frac{1}{J_2} f_2 \quad (4.2)$$

ermittelt werden. In Matrix Form sieht das System wie folgt aus:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_1 \\ \dot{e}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\lambda_1 & -\lambda_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Das dazugehörige charakteristische Polynom ist mit

$$(4.4)$$

$$\Delta s = s^2 + \lambda_2 s + \lambda_1 \quad (4.5)$$

beschrieben. Nach Hurwitz ist eine Dynamikmatrix eine Hurwitzmatrix, wenn alle ihre Eigenwerte negative Realwerte besitzen. Dh wenn das charakteristische Polynom nach Gleichung (4.5) nur Nullstellen mit negativen Realteilen besitzt, ist die dazugehörige Dynamikmatrix nach Gleichung (4.3) eine "Hurwitz-Matrix" und die Fehlerdynamiken aus Gleichungen (4.1) und (4.2) somit asymptotisch stabil. Dies ist der Fall, wenn $\lambda_1 > 0$ und $\lambda_2 > 0$ sind. Nach Gleichungen (4.2) und (4.3) ergibt sich folgender Ausdruck:

$$-\lambda_1 e_1 - \lambda_2 e_2 = \frac{1}{J_1}(M_d - M_{R1} - M_1 \ddot{u}_1) - \frac{1}{J_2}(-M_{R2} - r_2 F - M_2 \ddot{u}_2). \quad (4.6)$$

Der Term $I_2 = \frac{M_2}{k_2}$ aus Gleichung (4.6) wird explizit ausgedrückt. Hier dient I_2 als Stellgröße für System 2 und kann wie folgt berechnet werden:

$$I_2 = \frac{(-\lambda_1 e_1 - \lambda_2 e_2) J_1 J_2 - J_2 (M_d - M_{R1} - M_1 \ddot{u}_1) + J_1 (-M_{R2} - r_2 F)}{J_1 k_2 \ddot{u}_2}. \quad (4.7)$$

4.2 Aufbau der Nachführung in der Simulation

Der Regler nach Gleichung (4.7) soll als Regler 1 bezeichnet werden und wird in Simulink wie in Abbildung 22 aufgebaut und getestet. Für die Simulation wurde ein Lenkmoment M_d an System 1 angelegt und der Winkel $\varphi_{1,gem}$ gemessen. Damit $\varphi_{1,sim}$ dem Signal $\varphi_{1,gem}$ nachgeführt werden kann, wurde für Simulationszwecke ein PD-Regler entworfen. Die Parameter des PD-Reglers wurden experimentell gewählt und betragen $K_p = 500$ und $K_D = 15$.

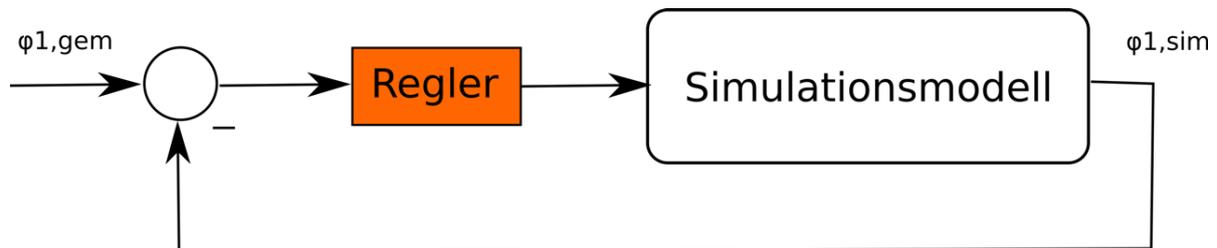


Abbildung 22: Regelkreis für die Simulation

Die Ergebnisse der Simulation sind in Abbildung 23 und 24 gezeigt. Es wurde mit $\lambda_1 = 500$ und $\lambda_2 = 110$ simuliert.

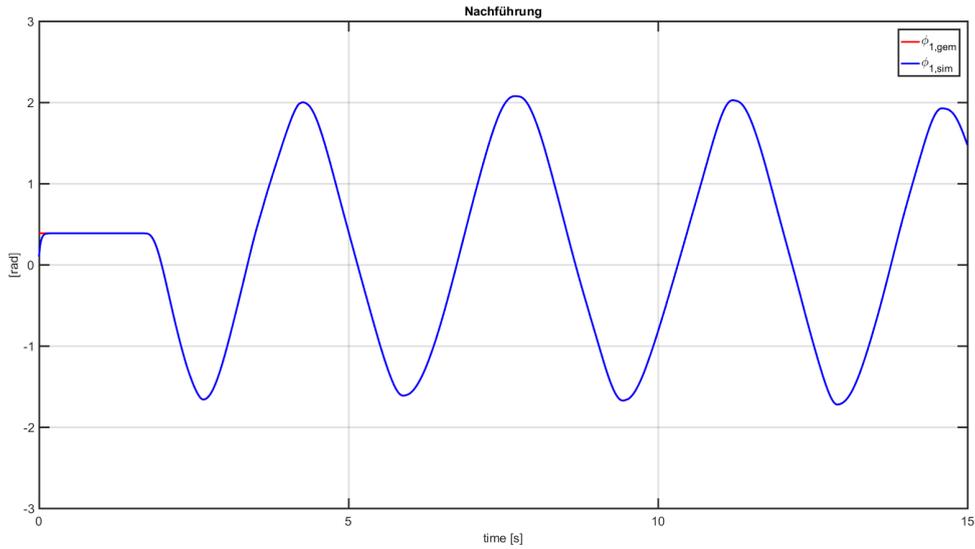
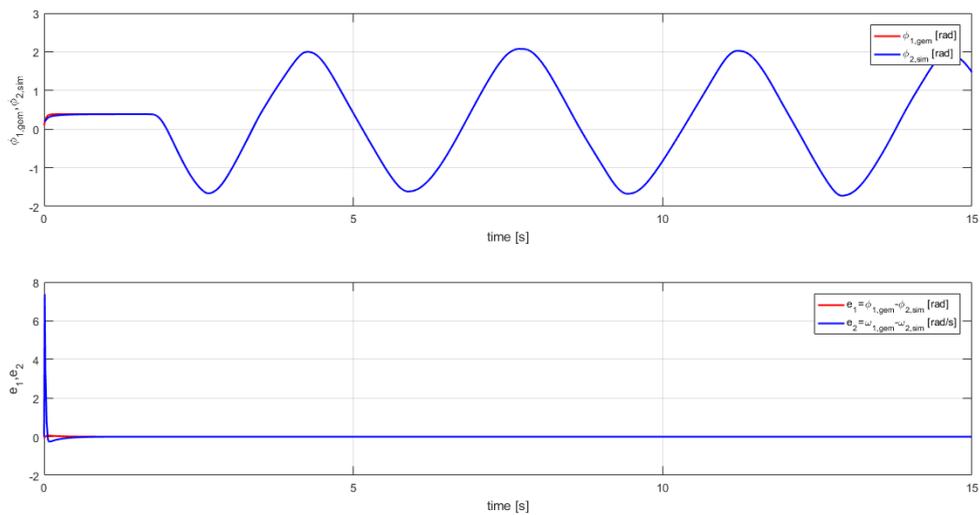


Abbildung 23: Verlauf der gemessenen und der simulierten Winkelposition

Abbildung 24: Verlauf der Fehlergrößen $e_1 = \varphi_1 - \varphi_2$ und $e_2 = \omega_1 - \omega_2$

Die Fehler $e_1 = \varphi_1 - \varphi_2$ und $e_2 = \omega_1 - \omega_2$ klingen bei zirka 1s Simulation ab. Wählt man kleinere positive Werte für λ_1, λ_2 , dann wird die MFC-Nachführung langsamer. In Abbildung 25 wurde mit $\lambda_1 = 5$ und $\lambda_2 = 1.1$ simuliert.

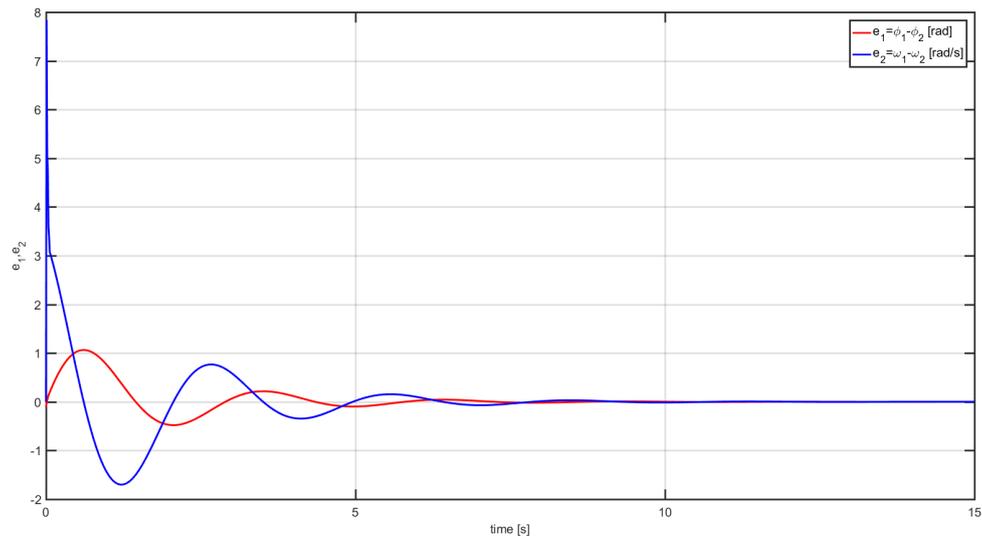


Abbildung 25: Verlauf der Fehlergrößen $e_1 = \varphi_1 - \varphi_2$ und $e_2 = \omega_1 - \omega_2$ bei $\lambda_1 = 5$ und $\lambda_2 = 1.1$

Wählt man einen der beiden λ 's negativ, so führt das zur Instabilität des Systems, siehe Gleichung (4.3). Für die weitere Realisierung der MFC-Nachführung am realen Prüfstand wurde für $\lambda_1 = 500$ und $\lambda_2 = 110$ gewählt. Die Implementierung von Regler 1 in Matlab sieht wie folgt aus:

```

1 function Im2 = regler1(u,J1, ue1, r2, k1, k2, J2, lambda1, lambda2,
2   kreib1, kreib2, ue2)
3   %Implementierung Regler 1
4
5   I1=u(1); %Strom durch GM System 1
6   F = u(2); %Spurstangenkraft
7   Md=u(3); %Lenkmoment an System 1
8   phi1=u(4); %Winkel System 1
9   w1=u(5); %Winkelgeschwindigkeit System 1
10  phi2=u(6); %Winkel System 2
11  w2=u(7); %Winkelgeschwindigkeit System 2
12
13  e1=phi1-phi2;
14  e2=w1-w2;
15
16  M1=k1*I1*ue1;
17
18  Mreib1=kreib1*v1; %Berechnung Reibungsmoment 1
19
20  Mreib2=kreib2*v2; %Berechnung Reibungsmoment 2
21
22  I2=((-lambda1*e1-lambda2*e2)*(J1*J2)+J1*(-Mreib2-r2*F)-J2*(Md-Mreib1
23     -M1))/(-J1*k2*ue2);
24 end

```

4.3 Gegenmoment an System 1

Lenkt man an System 1, so spürt man, außer den Reibkräften, keine weiteren Gegenkräfte. Es wird gefordert, dass die Spurstangenkraft F an System 1 spürbar ist. Hierfür soll eine Regelung (MFC-Regler) entworfen werden. Dieser soll als Regler 2 bezeichnet werden. Dabei spielt der eingebaute Gleichstrommotor von System 1 eine wichtige Rolle. Dieser dient als Aktor für das Erzeugen des Gegenmoments M_1 . Die Kraft F_{gem} wird mittels Kraftmessdosen siehe Abbildung 12 gemessen. Das Schema der Regelung ist in Abbildung 26 abgebildet.



Abbildung 26: I_{gem} ist der gemessene Strom durch den Gleichstrommotor an System 1. I_{soll} ist der Soll-Strom, also die Stellgröße um das notwendige Drehmoment M_1 zu erzeugen

Später wird die gemessene Kraft F_{gem} durch die Schätzung \hat{F} ersetzt. Es wurde folgender Ansatz für die Regelung gemacht:

$$e = Fr_2 - k_1 I_1 \ddot{u}_1. \quad (4.8)$$

Da in Gleichung (4.8) die Stellgröße $I_1 := I_{soll}[A]$ schon enthalten ist und der Fehler $\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$ gegen null konvergieren soll, kann durch Umformen die Stellgröße $I_1 := I_{soll}$ mit

$$I_1 = \frac{Fr_2}{k_1 \ddot{u}_1} \quad (4.9)$$

ausreichend beschrieben werden. Der Regler aus Gleichung (4.9) wurde am EPS Prüfstand aufgebaut. Jedoch war das Lenkverhalten nicht vielversprechend. Das Lenken war sehr "ruckartig" und das Gegenmoment M_1 "schwach". Verbesserung brachte ein Korrekturfaktor $v = 0.01$. Der "korrigierte" MFC Regler an System 1 wird mit

$$I_1 = v \frac{Fr_2}{k_1 \ddot{u}_1}$$

formal beschrieben. Das Gegenmoment $M_1 = k_1 I_1$ hat folgenden Verlauf:

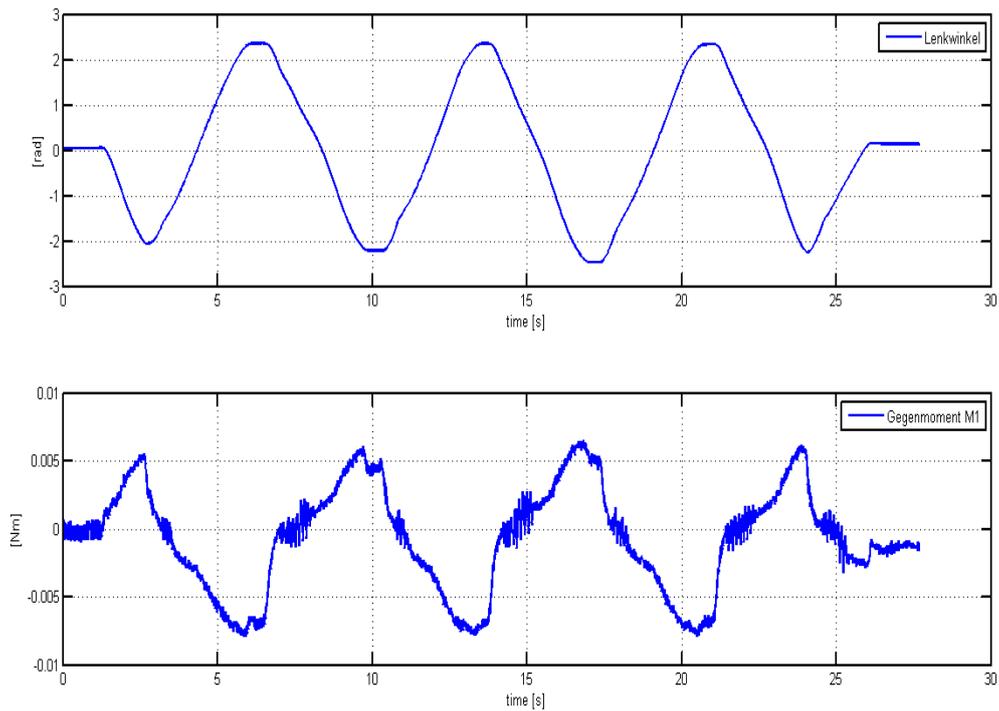


Abbildung 27: Gegenmoment M1 aus der Simulation mit "korrigiertem" MFC-Regler

Zusätzlich zum "korrigierten" MFC-Regler wurde ein P-Regler entworfen mit Verstärkungsfaktor $K_p = 0.03$. Der Verstärkungsfaktor wurde experimentell ermittelt. In der dspace Control Desk Umgebung wurde das Projekt dahingehend erweitert, dass zwischen "korrigierten" MFC und P-Regler umgeschaltet werden kann. Der Simulink-Plan für den Prüfstand für MFC und P Regler sieht folgendermaßen aus:

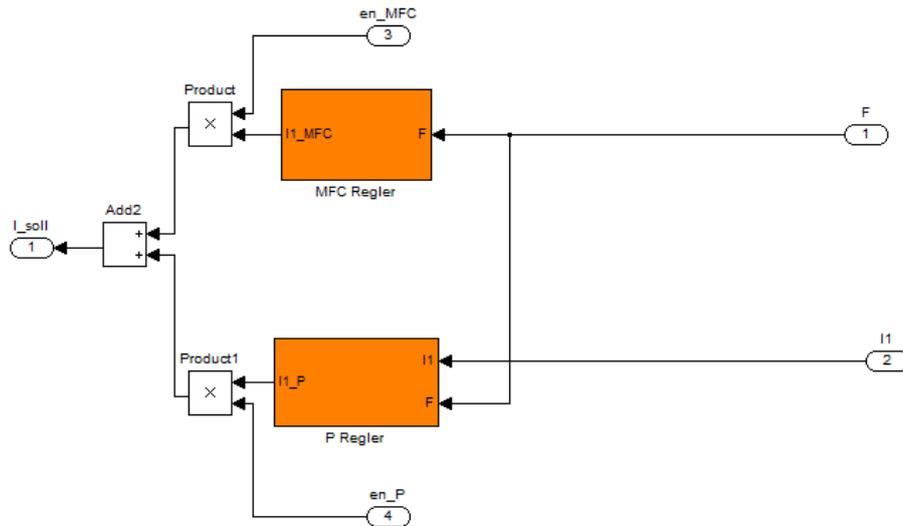


Abbildung 28: Simulink-Plan am Prüfstand

Der Verlauf des Gegenmomentes M_1 mit P-Regler hat folgendes Aussehen:

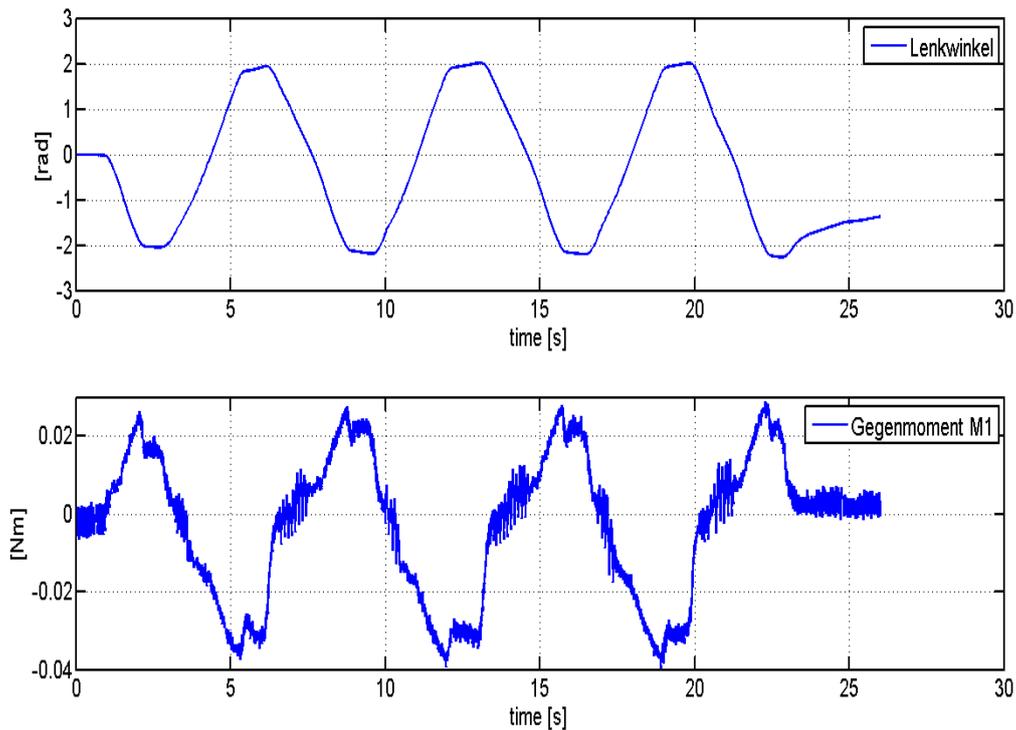


Abbildung 29: Gegenmoment M1 aus der Simulation mit P-Regler

In Abbildung 27 und 29 erkennt man, dass ein positiver Lenkwinkel ein negatives Gegenmoment und ein negativer Lenkwinkel ein positives Gegenmoment hervorruft. Es fällt auf, dass der P-Regler im Vergleich zum MFC-Regler ein höheres Gegenmoment M_1 erzeugt.

4.4 Vorbereitungen des Prüfstandes

In diesem Kapitel, wird am realen Prüfstand implementiert. Als Programmierumgebung wurde eine Matlab/Simulink Schnittstelle vom Anbieter *dSpace* verwendet. Als Microcontroller, auf dem die Regler implementiert werden, wurde die sogenannte "MicroAutoBox (kurz MAB)" - ebenfalls von der Firma *dSpace* - verwendet. Die Signale der jeweiligen Sensoren für die Spurstangenkraft F , Lenkwinkel und Lenkwinkelgeschwindigkeit können mittels ADC bzw. mittels Digital I/O Pins der MAB eingelesen werden. Dazu wurden in Simulink die von *dSpace* bereitgestellten "Simulink-Blöcke" verwendet. Mit diesen können die jeweiligen gemessenen Signale der Simulationsumgebung übergeben werden. Abbildung 30 zeigt die Pinbelegung für System 1 an der MAB:.

Tabelle 2: Pins Motor 1

Signal	CS	INA	INB	PWM
MAB-Pin	V3	A4	A3	G1

Tabelle 3: Pins Drehgeber

Signal	ID	AD	BD	VSens
MAB-Pin	R4	R5	R6	E2

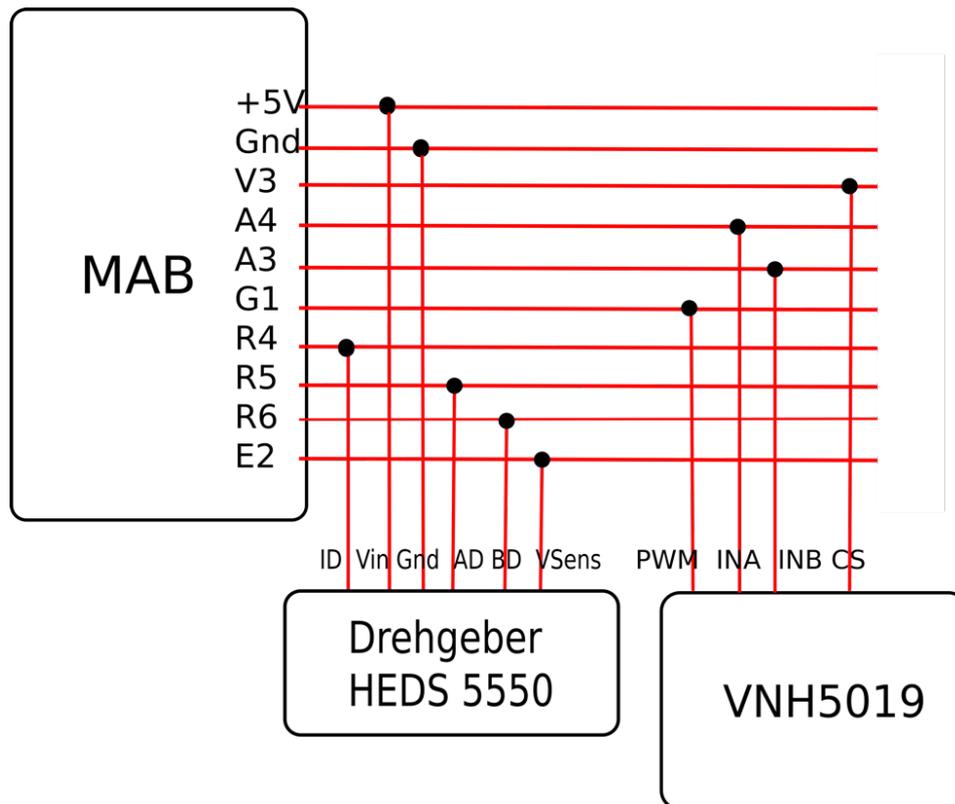


Abbildung 30: Pinbelegung Drehgeber und Motortreiber am MAB,
Quelle: [9]

Beschreibung der Signale:

1. CS(ADC Type1 M1 C4) ... gemessener Motorstrom von Motortreiber VNH5019.
2. INA(DIO Type1 BIT OUT C1) ... Steuersignal 1 für Motor.
3. INB(DIO Type1 BIT OUT C2) ... Steuersignal 2 für Motor.
4. PWM(DIO Type1 EA MC PWM) ... PWM-Signal für Motor.
5. ID ... wird nicht verwendet.
6. AD(DIO Type1 EA ENC POS M1 C1) ... Drehgeber Signal 1.
7. BD(DIO Type1 EA MC POS M1 C2) ... Drehgeber Signal 2. Zu AD 90° phasenverschoben
8. VSens ... Stromversorgung(+5V) für Inkrementalgeber.

Die Drehrichtung des Motors an System 1 wird mit den Steuersignalen *AD*, *BD* bestimmt.

Tabelle 4: Wahrheitstabelle für die Bestimmung der Drehrichtung des Motors

AD	BD	OUT
true	false	CW
false	true	CCW
false	false	not defined

Wobei hier "CW" im Uhrzeigersinn und "CCW" gegen den Uhrzeigersinn bedeutet. Sind sowohl AD als auch BD "false", dann ist der Zustand nicht definiert. Wird an System 1 gelenkt und misst der Inkrementalgeber den Lenkwinkel φ_1 , so können die gemessenen Signale(AD,BD) in Simulink direkt über einen - von *dSpace* bereitgestellten Block(DIO Type1 EA ENC POS M1 C1) - eingelesen werden. Die Funktionsweise des Inkrementalgebers bzw. die Signalinterpretation von AD,BD soll im folgenden Kapitel kurz beleuchtet werden [9, S.7].

4.4.1 Einlesen des Inkrementalgebers

Der optische Inkrementalgeber besitzt eine Maske, auf die ein Lichtstrahl fällt. Hinter der Maske befindet sich ein Licht-Empfängermodul. Die Maske besteht aus gleich großen äquidistanten transparenten und nicht transparenten Flächen. Der Empfänger registriert schrittweise Veränderungen der Winkelstellung der Scheibe. Wenn die Zeit mitgemessen wird, die für die Winkeländerung notwendig ist, kann auch die Winkelgeschwindigkeit bestimmt werden. Dies ist jedoch beim verbauten Encoder "HEDS5500" nicht der Fall. Im folgenden Abschnitt wird das Funktionsprinzip des Encoders näher erklärt[13, S.80].

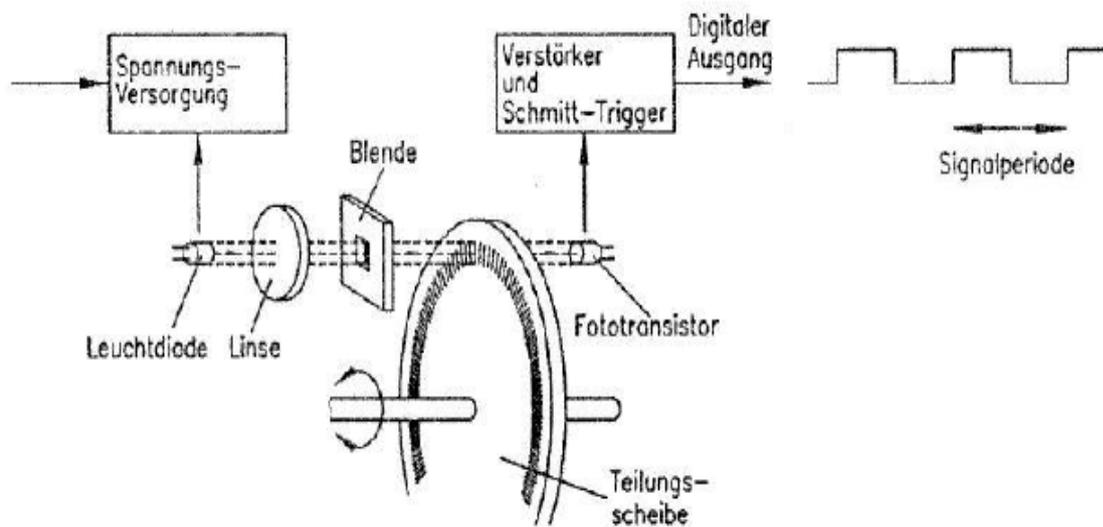


Abbildung 31: Prinzip eines optischen Encoders,
Quelle:[13, S.82]

Verwendet man zwei Leuchtdioden, kann zusätzlich die Bewegungsrichtung ermittelt werden.

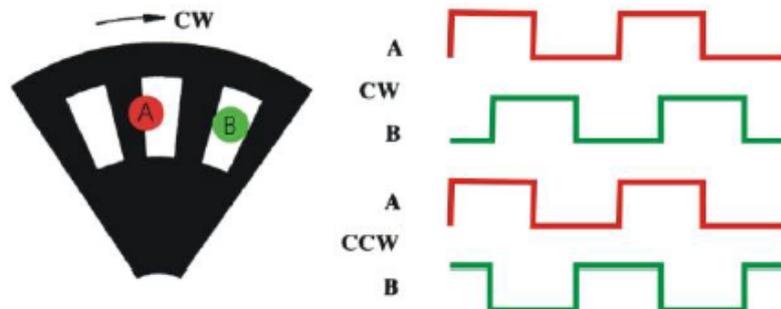


Abbildung 32: Optische Encoder mit zwei LEDs,
Quelle:[13, S.88]

Der verbaute Encoder "HEDS 5500" erzeugt durch die zwei eingebauten LEDs zwei Puls-Signale AD und BD. Wobei BD zu AD um 90° phasenverschoben ist. Somit ist der "HEDS 5500" in der Lage die Bewegungsrichtung der Scheibe zu messen. Rotiert die Scheibe im Uhrzeigersinn (CW) und es wird bei steigender Flanke gezählt, dann wird Signal BD vor AD gemessen. Rotiert die Scheibe gegen den Uhrzeigersinn (CCW), so wird Signal AD vor BD gemessen. Der Winkel kann durch Inkrementieren (Rotation CW)

oder durch Dekrementieren (Rotation CCW) bei den Pulsen von AD und BD ermittelt werden. In diesem Projekt wurde der Simulink-Block der Firma *dSpace* für das Einlesen des Encoders verwendet. Da die Winkelgeschwindigkeit mit dem Encoder "HEDS 5500" nicht direkt gemessen werden kann, ist es notwendig die Winkelgeschwindigkeit ω_2 durch einmaliges Ableiten des Winkelverlaufs φ_2 zu ermitteln [13, S.88].

4.4.2 Aufbau der Motorregelung

Der Gleichstrommotor soll über ein PWM Signal angesteuert werden. Dafür ist es notwendig, einen Motorregelkreis wie in Abbildung 33 aufzubauen. Ist das Signal $AD := INA$ auf *HIGH*-Level und $BD := INB$ auf *LOW*-Level, dreht sich der Motor im Uhrzeigersinn (CW). Ist $AD := INA$ auf *LOW*-Level und $BD := INB$ auf *HIGH*-Level, dann dreht sich der Motor gegen den Uhrzeigersinn (CCW) siehe Tabelle 4. Der eingebaute Motortreiber misst das *Current – Sense*-Signal (CS) mit Umrechnung $0.14[\frac{V}{A}]$. Dieser gibt die Information des tatsächlichen Motorstromes zurück und wird als Rückkopplungssignal für den Regler verwendet. Es wird für die Motorregelung ein P-Regelkreis wie in Abbildung 23 in Simulink aufgebaut. Das PWM-Signal Mapping wird in Abbildung 34 erklärt. Der Verstärkungsfaktor des P-Reglers wurde experimentell ermittelt und beträgt $K_p = 120$.

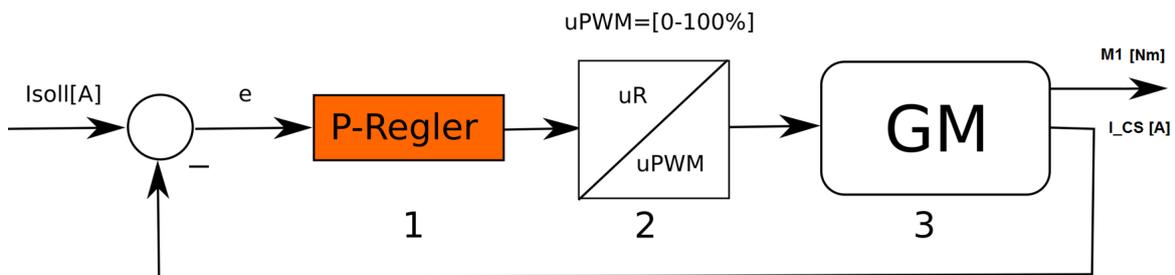
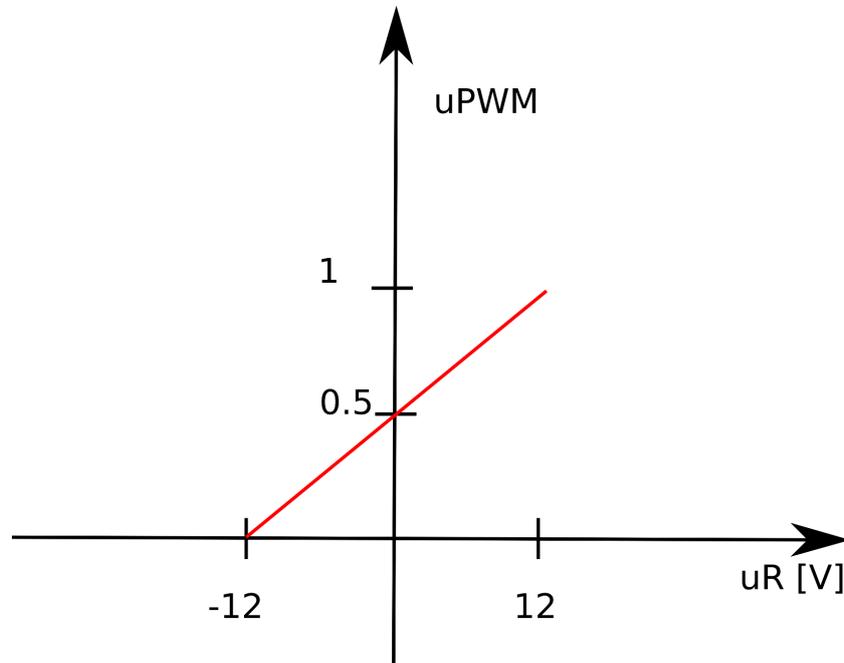


Abbildung 33: Schematische Abbildung der Motorregelung an System 1. Block 1 ist der P-Regler, Block 2 ist das PWM Mapping und Block 3 der Gleichstrommotor

Das Mapping der Stellgröße (Block 2) u_R auf u_{PWM} ist in Abbildung 34 ersichtlich [9, S.7].

Abbildung 34: u_{PWM} Mapping

Das Signal u_{PWM} berechnet sich nach Gleichung (4.10).

$$u_{PWM} = 0.5 + \frac{1}{24}u_R, \quad u_R \in [-12V, +12V] \quad (4.10)$$

Das errechnete PWM-Signal wird einem PWM Block(DIO Type1 EA MC PWM) in der *dSpace* Simulink Umgebung übergeben. Die Microautobox gibt das benötigte PWM-Signal u_{PWM} aus und übergibt dies dem Motortreiber *VNH5019*, der den Motor ansteuert. Die PWM Frequenz wurde auf $f_{PWM} = 5kHz$ eingestellt. Der Koppelplan am Prüfstand ist wie folgt aufgebaut:

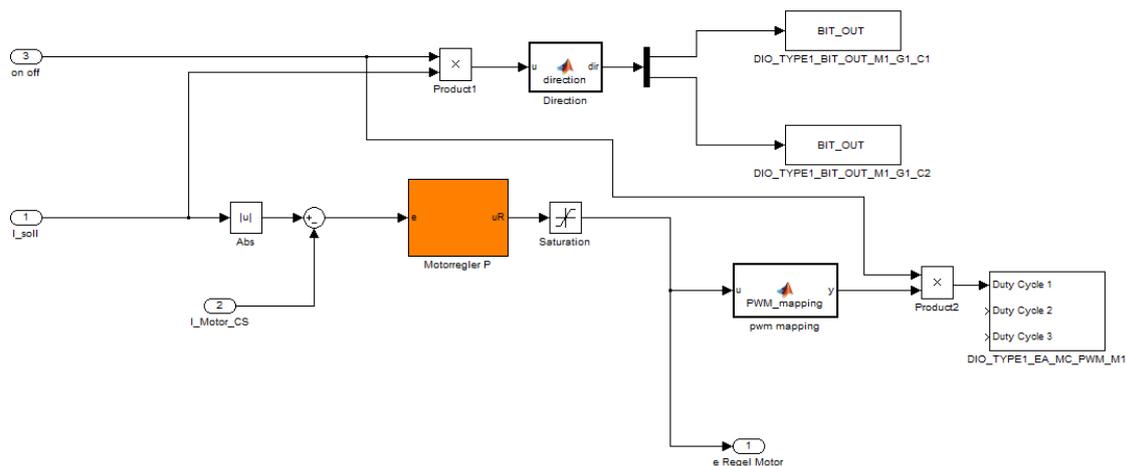


Abbildung 35: Koppelplan Motorregelung an System 1

Die Drehrichtung der GM wird in der Matlab Function "direction.m" ermittelt. Dafür wird die Wahrheitstabelle 4 herangezogen. Die Matlab Funktion sieht wie folgt aus:

```

1 function dir = direction(u)
2     %#Direction of the GM
3
4     out=[false,false];
5
6     if(u>0)
7         out(1)=true;
8         out(2)=false;
9     end
10    if(u<0)
11        out(1)=false;
12        out(2)=true;
13    end
14
15    dir = out;
16 end

```

Der Rückgabewert (Signal *dir*) von *direction.m* wird den dSpace-Blöcken (DIO Type1 EA ENC POS M1 C1) - das dem Signal AD des Encoders entspricht - und (DIO Type1 EA MC POS M1 C2) - das dem Signal BD des Encoders entspricht - übergeben. Die Sättigung der Anspeisespannung des Motortreibers ist mit $[-12V, +12V]$ festgelegt. Im "PWM-Mapping Block" wird u_R auf u_{PWM} nach Gleichung (4.10) "gemappt". Das Signal u_{PWM} wird dem dSpace-Block (DIO Type1 EA MC PWM) übergeben. Mit dem "on-off" Signal kann im dspace Control Desk (kurz dCD) die Motorregelung zu oder weggeschaltet werden (siehe Koppelplan Motorregelung).

Das Matlab "Listing" dazu sieht wie folgt aus:

```
1 function y = PWM_mapping(u)
2 %#PWM Mapping
3
4     y=(0.5+(1/24)*u);
5
6 end
```

4.4.3 Experiment am realen System

Die Modelle bestehend aus System 1 - beschrieben mit Gleichung (3.2) -, System 2 - beschrieben mit Gleichung (3.3) -, Regler 1 - beschrieben mit Gleichung (4.7) - und Regler 2 - beschrieben mit Gleichung (4.9) - wurden in Matlab/Simulink implementiert und der Koppelplan anschließend auf die "Microautobox MAB" übertragen. Für das folgende Experiment am realen Prüfstand wird an System 1 gelenkt und die Winkel φ_1, φ_2 und die Winkelgeschwindigkeiten ω_1, ω_2 gemessen und der Simulation gegenübergestellt. Zusätzlich wird auch noch das Motormoment $M_2 = k_2 I_2$ aufgezeichnet. Die Simulation erhält als Eingang die gemessene Winkelposition φ_1 . Das Gegenmoment M_1 wurde in der Control Desk Umgebung abgeschaltet ($M_1 = k_1 I_1 = 0$). Die Ergebnisse der Simulation und des Experiments am realen EPS Prüfstand, werden in Abbildung 36 gezeigt.

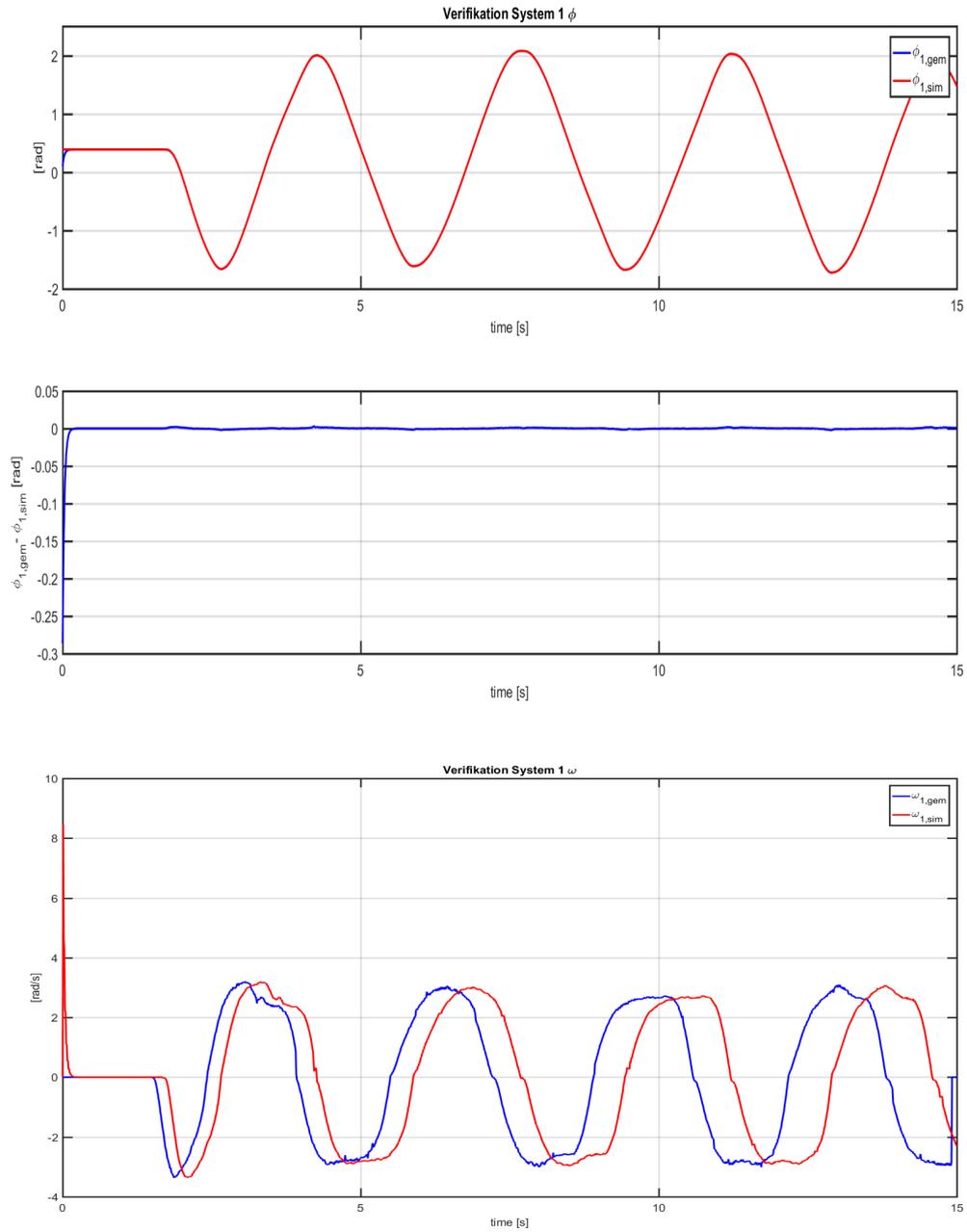


Abbildung 36: Messung Winkel und Winkelgeschwindigkeit

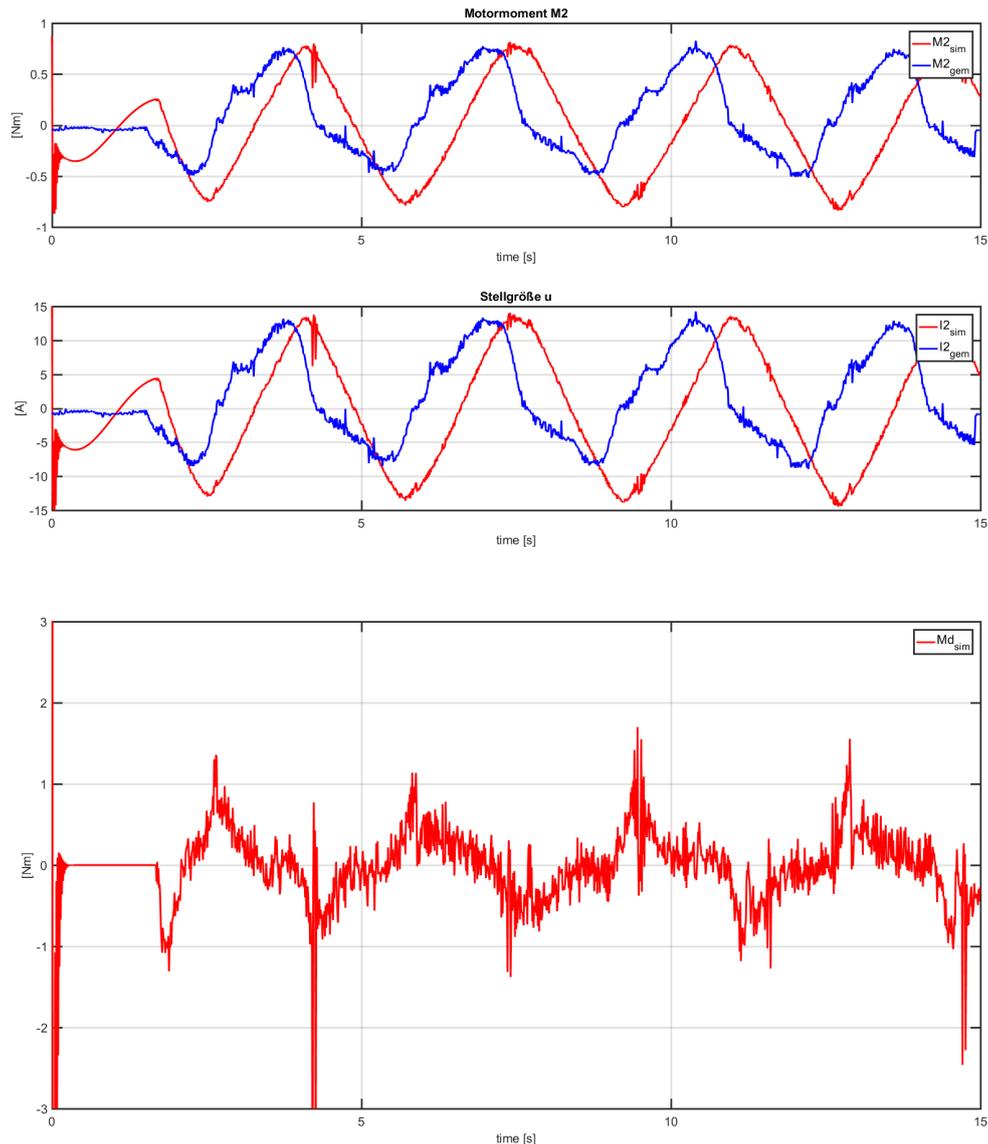


Abbildung 37: Verlauf der Stellgröße I_2 , des Motormoments M_2 und des Lenkmoments Md_{sim} (entspricht der Stellgröße des PD-Reglers siehe Kapitel 4.2). Der Strom I_2 ist in der Simulation mit $[-15, +15]$ Ampere begrenzt.

Betrachtet man in Abbildung 36 die Winkelgeschwindigkeit $\omega_{1, sim}$, dann weicht diese von der Gemessenen $\omega_{1, gem}$ ab. Da die Winkelgeschwindigkeit $\omega_{1, gem}$ durch zeitliches Ableiten von $\phi_{1, gem}$ ermittelt wird, ist eine Phasenverschiebung zu erkennen. Durch Verwenden eines Winkelgeschwindigkeitssensors für die Messung von $\omega_{1, gem}$ könnten diese Phasenverschiebungen minimiert werden. Es stellt sich heraus, dass diese "Abweichung" in der Praxis auf die Funktionalität der Regelung keine "spürbaren" Einflüsse hat.

5 Entwurf der Beobachter

Sensoren sind oft teure Bauteile und daher ist es oft zu aufwendig, oder zu teuer, Sensoren für die Messung physikalischer Größen in Systeme zu verbauen. Trotzdem werden Signale wie Winkel, Winkelgeschwindigkeit oder Kräfte für gewisse Regelungsanwendungen benötigt. Abhilfe schaffen Beobachter, die nicht messbare Größen schätzen. Die im Kapitel 5 entworfenen Beobachter werden als "Beobachter 1" bezeichnet. Es wird gefordert, die Rückstellkraft \hat{F} , das Lenkmoment \hat{M}_d und die Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_2$ zu berechnen. Zuerst wird ein Sliding-Mode-Beobachter (kurz SMB) nach Kapitel 1 entworfen, später wird ein etwas kompakterer Beobachterentwurf, siehe Kapitel 5.1, entwickelt. Man definiere, dass

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} := \begin{bmatrix} \omega_1 \\ M_{Sens} = 0 \end{bmatrix}$$

gilt. Ziel ist es, aus den gemessenen Werten von Winkel und Winkelgeschwindigkeit φ_1, ω_1 , das Lenkmoment $\hat{M}_d := M_{d,b}$, die Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_2 := \omega_{2,b}$ und die Rückstellkraft \hat{F} zu schätzen.

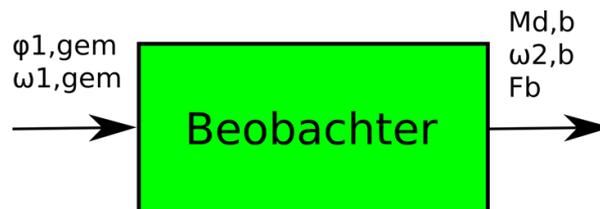


Abbildung 38: Abbildung des Beobachter-Entwurfsschemas

5.0.1 Lenkmoment Beobachter M_d

Damit die Berechnung für $\hat{\omega}_2$ und \hat{F} gelingt, wird ein Lenkmoment benötigt. Da an System 1 kein Drehmoment-Sensor verbaut ist, muss vorerst ein Beobachter für das Lenkmoment \hat{M}_d entworfen werden. Wie in Kapitel 1 beschrieben, haben SMC Beobachter den Vorteil, dass sie sehr robust gegenüber Störungen sind. In diesem Zusammenhang übernimmt der Schätzfehler e_0 die Rolle der Sliding Mode Variablen. Die Fehlerdynamik des Beobachters soll - so lautet der STA - in folgende Form gebracht werden:

$$\frac{de_0}{dt} = z_0 - k_1[e_0]^{\frac{1}{2}} + \Delta \quad (5.1)$$

$$\frac{dz_0}{dt} = -k_2[e_0]^0. \quad (5.2)$$

Hier beschreibt Δ eine beschränkte Störung. Der Schätzfehler e_0 wird als die Differenz

zwischen dem tatsächlichen und dem geschätzten Drehimpuls an System 1 verstanden [6, S.3].

$$e_0 = J_1(\omega_1 - \hat{\omega}_1) \quad (5.3)$$

Für den Beobachterentwurf wird System 1 aus Gleichung (3.3) kopiert und sogenannte "injection-terms" hinzugefügt. Damit kann folgendes System angeschrieben werden:

$$J_1 \frac{d\hat{\omega}_1}{dt} = -M_{R1} + M_1 \ddot{u}_1 + k_1 [\omega_1 - \hat{\omega}_1]^{\frac{1}{2}} + z_0 \quad (5.4)$$

$$\frac{dz_0}{dt} = k_2 [\omega_1 - \hat{\omega}_1]^0. \quad (5.5)$$

Wobei k_1 und k_2 geeignet positive Parameter sind. Nach einmaligem zeitlichen Ableiten von Gleichung (5.3) und anschließendem Anwenden der Gleichungen (3.3) und (5.4) mit $e_1 := \omega_1 - \hat{\omega}_1$ und $m_0 = M_d - z_0$, kann folgende Dynamik angeschrieben werden:

$$\frac{de_1}{dt} = M_d - k_1 \frac{1}{J_1} [e_1]^{\frac{1}{2}} - z_0 = m_0 - k_1 \frac{1}{J_1} [e_1]^{\frac{1}{2}} \quad (5.6)$$

Nach einmaliger Ableitung nach der Zeit von $m_0 = M_d - z_0$ und nach Einsetzen von Gleichung (5.5) gilt:

$$\frac{dm_0}{dt} = \frac{dM_d}{dt} - k_2 [e_1]^0. \quad (5.7)$$

Es müssen k_1 und k_2 positiv und betragsmäßig so groß sein, damit M_d und $\frac{dM_d}{dt}$ kompensiert werden können. Das heißt k_1 und k_2 müssen "geeignet positiv" gewählt werden. Für geeignete positive Werte für k_1 und k_2 gilt, dass die Schätzfehler $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 = 0$ und $\lim_{t \rightarrow \infty} m_0 = 0$ abklingen. Somit sind auch die Ableitungen null. Nach Gleichung (5.6) kann das Lenkmoment mit $M_d = z_0$ ermittelt werden. Die Implementierung von Gleichungen (5.6) und (5.7) sieht in Matlab wie folgt aus [6, S.2]:

```

1 function y = observer_Td(u,kreib1, J1, k2_obs, k1_obs, im1,Mc1,Mc2)
2
3
4 w1b=u(1); %geschaetzte Winkelgeschwindigkeit
5 z0=u(2);
6 w1=u(3); %Winkelgeschwindigkeit System 1
7 M1=u(4); %Motormoment System 1
8
9 MR=kreib1(2)*w1; %Reibmoment
10
11 k1_obs=0.1;
12 k2_obs=10;
13
14 e1=w1-w1b; %Schaetzfehler
15
16 y=[0 0];
17 y(1)=(MR/(J1))-M1/(J1)+(k1_obs/(J1))*(abs(e1)^(1/2))*sign(e1)+z0/(J1
18 );
19 y(2)=k2_obs*sign(e1);
20 end

```

Der Koppelplan in Simulink für die Berechnung von \hat{M}_d und $\hat{\omega}_1$ hat folgendes Aussehen:

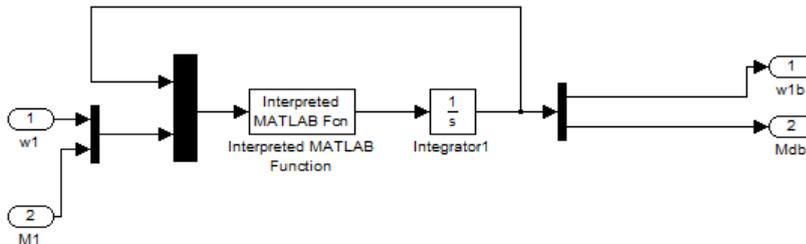


Abbildung 39: Koppelplan des Beobachters für die Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_1 := w_{1,b}$ und für das Lenkmoment $\hat{M}_d := M_{d,b}$

5.0.2 Beobachter Winkelgeschwindigkeit ω_2

Um die Winkelgeschwindigkeit ω_2 zu schätzen, kann ähnlich wie in Kapitel 5.0.1 vorgegangen werden. Es wird folgende Gleichung angenommen:

$$\frac{dy_2}{dt} = k_s \omega_1 - k_s \omega_2. \quad (5.8)$$

Die Dynamik der Fehler soll auf die gleiche Form wie in Gleichung (5.1) und (5.2) gebracht werden. Das Signal y_2 beschreibt das gemessene Drehmoment M_{Sens} des Drehmoment-Sensors. Die Signale ω_1 und ω_2 beschreiben die Winkelgeschwindigkeiten von System 1 und System 2. Es gilt - da an System 2 nicht gelenkt wird - dass M_{Sens} und somit y_2 gleich null sind. Mit Gleichung (5.8) und den jeweiligen "injection-terms" werden die Beobachter Gleichungen aufgestellt:

$$\frac{d\hat{y}_2}{dt} = -k_s y_1 + k_3 [y_2 - \hat{y}_2]^{\frac{1}{2}} + z_1 \quad (5.9)$$

$$\frac{dz_1}{dt} = k_4 [y_2 - \hat{y}_2]^0. \quad (5.10)$$

Das Signal $y_1 := \omega_1$ repräsentiert die gemessene Winkelgeschwindigkeit von System 1. Die Fehlerdynamik mit $e_2 = y_2 - \hat{y}_2$ und $m_1 = -k_s y_1 + z_1 = -k_s \omega_1 + z_1$ wird mittels

$$\frac{d\hat{e}_2}{dt} = m_1 - k_3 [e_2]^{\frac{1}{2}} \quad (5.11)$$

$$\frac{dm_1}{dt} = -k_s \frac{d\hat{\omega}_1}{dt} - k_4 [e_2]^0 \quad (5.12)$$

ausreichend beschrieben. Wählt man k_3 und k_4 "geeignet positiv", so klingen m_1 und e_2 nach den Gleichungen (5.11) und (5.12) ab. Damit lässt sich die Winkelgeschwindigkeit mit $\hat{\omega}_1 = \frac{z_1}{k_s}$ berechnen. Mit Hilfe der entworfenen Nachführung aus Kapitel 4 kann $\hat{\omega}_1 = \hat{\omega}_2$ angenommen werden. Die Winkelgeschwindigkeit wird mit $\hat{\omega}_2 = \frac{z_1}{k_s}$ berechnet. Die Parameter k_3 und k_4 wurden experimentell ermittelt. Die besten Ergebnisse in der Simulation ergeben sich mit $k_3 = 100$ und $k_4 = 2200$. Die Implementierung der Gleichungen (5.9) und (5.10) in Matlab sieht wie folgt aus [6, S.2]:

```

1 function y = observer_w2(u,ks, k3_obs, k4_obs, It)
2
3     y2b=u(1);
4     z1=u(2);
5     y1=u(3); %Winkelgeschwindigkeit System 1
6     y2=u(4); %entspricht MSens ist null
7
8     k3_obs=100;
9     k4_obs=2200;
10
11     e2=y2-y2b; %Schaetzfehler
12     y=[];
13     y(1)=ks*y1+k3_obs*(abs(e2)^(1/2))*sign(e2)+z1;
14     y(2)=k4_obs*sign(e2);
15
16 end

```

Der Koppelplan für die Schätzung der Winkelgeschwindigkeit ist in folgender Abbildung dargestellt:

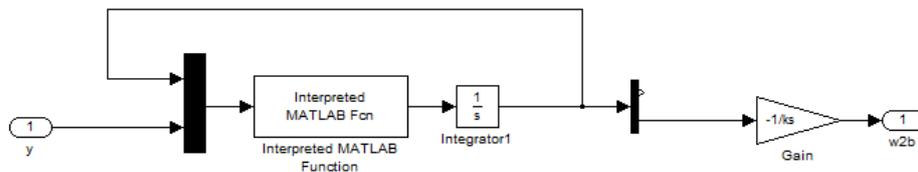


Abbildung 40: Koppelplan des Beobachters für die Winkelgeschwindigkeit

5.0.3 Beobachter Spurstangenkraft F

Nach dem Schätzen der Winkelgeschwindigkeit ω_2 wird ein Beobachter für die Kraft F entworfen. Das Signal F wird zwar mit den verbauten Kraftmessdosen am Prüfstand - ersichtlich in Abbildung (6) - gemessen, dennoch soll ein Beobachter für F entworfen werden, da es für viele Automobilhersteller attraktiv ist, auf Kraftsensoren zu verzichten (Kostensparnis). Mit dem geschätzten Wert für die Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_2$ kann die Spurstangenkraft \hat{F} berechnet werden. Das Schätzen der Spurstangenkraft F basiert auf folgenden Beobachtergleichungen:

$$\frac{dq}{dt} = \frac{\ddot{u}_2}{J_2} M_2 - \frac{c_2}{J_2} \hat{\omega}_2 + k_5 [\hat{\omega}_2 - q]^{\frac{1}{2}} + z_3 \quad (5.13)$$

$$\frac{dz_3}{dt} = k_6 [\hat{\omega}_2 - q]^0. \quad (5.14)$$

Man definiere:

$$e_3 = \hat{\omega}_2 - q. \quad (5.15)$$

Als Ergebnis erhält man nach Gleichung (3.2) ein dynamisches System wie folgt wenn $\hat{\omega}_2 = \omega_2$ gilt:

$$\frac{de_3}{dt} = -\frac{r_2}{J_2} F - k_5 [\hat{\omega}_2 - q]^{\frac{1}{2}} - z_3. \quad (5.16)$$

Man definiere:

$$m_2 = -\frac{r_2}{J_2} F - z_3 \quad (5.17)$$

$$\frac{dm_2}{dt} = -\frac{r_2}{J_2} \frac{dF}{dt} - k_6 [\hat{\omega}_2 - q]^0.$$

Für "geeignet positive" Werte für k_5 und k_6 gilt, dass die Signale $\lim_{t \rightarrow \infty} e_3 = 0$ und $\lim_{t \rightarrow \infty} m_2 = 0$ abklingen. Somit lässt sich die geschätzte Kraft nach Gleichung (5.17) mit $\hat{F} = \frac{J_2}{r_2} z_3$ berechnen. Die Parameter wurden experimentell mit $k_5 = 20$ und $k_6 = 700$ festgelegt. Die Matlab Implementierung für die Berechnung von \hat{F} sieht wie folgt aus:

```

1 function y = observerF(u,ue2,c2, J2, r2)
2
3     q=u(1);
4     z3=u(2);
5     w2b=u(3); % Geschaetzte Winkelgeschwindigkeit System 2, omega_2
6     y1=u(4); %Winkelgeschwindigkeit System 1, omega_1
7     y2=u(5); %MSens misst ~ 0
8     M2=u(6); %Motormoment System 2
9     Md=u(7); %Lenkmoment an System 1
10
11     k6_obs=700;
12     k5_obs=20;
13
14     y=[0 0];
15     y(1)=(ue2/J2)*M2-(c2/J2)*w2b+(1/J2)*y2+k5_obs*sqrt(abs(w2b-q)^(1/2))
        *sign(w2b-q)+z3;
16     y(2)=k6_obs*(abs(w2b-q)^0)*sign(w2b-q);
17 end

```

Der Koppelplan des Beobachters für die Berechnung von \hat{F} besitzt folgendes Aussehen:

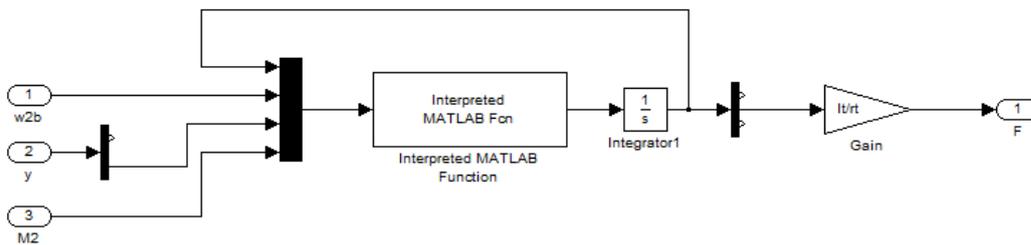


Abbildung 41: Koppelplan des Beobachters für die Kraft F

[6, S.2]

5.1 Entwurf eines kompakten Beobachters

Die in Kapitel 5.1 entworfenen Beobachter werden in dieser Masterarbeit als "Beobachter 2" bezeichnet. Der in Kapitel 5 entworfene Beobachter soll in eine kompaktere Form gebracht werden. Die Fehlerdynamik eines kompakten Beobachters soll folgende Struktur aufweisen:

$$\begin{aligned}
 \frac{de_1}{dt} &= e_2 - \mu_0 [e_1]^{\frac{2}{3}} \\
 \frac{de_2}{dt} &= e_3 - \mu_1 [e_2]^{\frac{1}{3}} \\
 \frac{de_3}{dt} &= -\mu_2 [e_2]^0 + \Delta.
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

[10] Hier beschreibt Δ eine beschränkte Unsicherheit, siehe Kapitel 1 STA. In dieser Arbeit wird so vorgegangen, dass zuerst ein Beobachter für ω_1 und ω_2 entworfen wird. Danach wird die Spurstangenkraft \hat{F} berechnet. Die für den Entwurf benötigten Differentialgleichungen sehen wie folgt aus:

$$\frac{d\omega_1}{dt} = k_s \omega_1 - k_s \omega_2 \tag{5.19}$$

$$\frac{d\omega_2}{dt} = -\frac{c_2}{J_2} \omega_2 + \frac{1}{J_2} y_2 + \frac{r_2}{J_2} M_2 - \frac{r_2}{J_2} F. \tag{5.20}$$

Wobei $y_2 = \varphi_1 - \varphi_2 = 0$ gilt, da die Winkelpositionen nachgeführt werden. Die Systemparameter k_s , c_2 , J_2 und r_2 sind in Kapitel 3 nachlesbar. Es wird angestrebt, dass die Fehlerdynamik des Beobachters die gleiche Form wie das Gleichungssystem (5.18) aufweist. Für die geschätzte Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_1$ wird folgende Differentialgleichung angenommen:

$$\frac{d\hat{\omega}_1}{dt} = k_s \omega_1 + \mu_0 [\omega_1 - \hat{\omega}_1]^{\frac{2}{3}} - k_s \hat{\omega}_2. \tag{5.21}$$

Für den Schätzfehler gilt $e_1 := \omega_1 - \hat{\omega}_1$. Die Gleichung der Fehlerdynamik für e_1 kann nun folgend angeschrieben werden:

$$\frac{de_1}{dt} = -k_s \omega_2 + k_s \hat{\omega}_2 = k_s (\hat{\omega}_2 - \omega_2) - \mu_0 [e_1]^{\frac{2}{3}}. \tag{5.22}$$

Man definiere, dass $e_2 := k_s (\hat{\omega}_2 - \omega_2)$ ist. Die Dynamik von e_2 unter Verwendung von Gleichung (5.20) hat folgendes Aussehen:

$$\frac{de_2}{dt} = k_s \left(\frac{d\hat{\omega}_2}{dt} + \frac{c_2}{J_2} \omega_2 + \frac{1}{J_2} y_2 + \frac{r_2}{J_2} M_2 - \frac{r_2}{J_2} F \right). \tag{5.23}$$

Damit die Fehlerdynamik von e_2 auf die Form wie Gleichung (5.18) gebracht werden

kann, muss die Dynamikgleichung für den Beobachter $\hat{\omega}_2$ mit injection-term $\hat{x}_3 - \frac{\mu_1}{k_s} [e_1]^{\frac{1}{3}}$ definiert werden. Es gilt folgender Zusammenhang:

$$\frac{d\hat{\omega}_2}{dt} = -\frac{1}{J_2}y_2 - \frac{r_2}{J_2}M_2 + \hat{x}_3 - \frac{\mu_1}{k_s} [e_1]^{\frac{1}{3}}. \quad (5.24)$$

Die Gleichung (5.24) eingesetzt in Gleichung (5.23) ergibt folgenden Ausdruck:

$$\frac{de_2}{dt} = k_s \hat{x}_3 + \frac{c_2 k_s}{J_2} \omega_2 - \frac{r_2 k_s}{J_2} F - \mu_1 [e_1]^{\frac{1}{3}}. \quad (5.25)$$

Es sei Fehler e_3 mit

$$e_3 := k_s \hat{x}_3 + \frac{c_2 k_s}{J_2} \omega_2 - \frac{r_2 k_s}{J_2} F \quad (5.26)$$

gegeben. Die zeitliche Ableitung ergibt folgende Gesetzmäßigkeit:

$$\frac{de_3}{dt} = k_s \frac{d\hat{x}_3}{dt} + \frac{c_2 k_s}{J_2} \frac{d\omega_2}{dt} - \frac{r_2 k_s}{J_2} \frac{dF}{dt}. \quad (5.27)$$

Nach Gleichungssystem (5.18) gilt $\frac{d\hat{x}_3}{dt} = -\frac{\mu_2}{k_s} [e_1]^0$. Das Einsetzen von $\frac{d\hat{x}_3}{dt}$ in Gleichung (5.27) ergibt:

$$\frac{de_3}{dt} = -\mu_2 [e_1]^0 + \frac{c_2 k_s}{J_2} \frac{d\omega_2}{dt} - \frac{r_2 k_s}{J_2} \frac{dF}{dt} = -\mu_2 [e_1]^0 + \Delta. \quad (5.28)$$

Wählt man "geeignet positive" Werte für μ_0, μ_1 und μ_2 , so kann erreicht werden, dass $\lim_{t \rightarrow \infty} e_1 = 0$, $\lim_{t \rightarrow \infty} e_2 = 0$ und $\lim_{t \rightarrow \infty} e_3 = 0$ gilt. Unter Berücksichtigung, dass $\lim_{t \rightarrow \infty} \hat{\omega}_2 = \omega_2$ ist und nach Anwendung von Gleichung (5.26) wird \hat{F} wie folgt berechnet:

$$\hat{F} = \frac{J_2}{r_2} \hat{x}_3 + \frac{c_2}{r_2} \hat{\omega}_2. \quad (5.29)$$

Für die Parameterwahl von μ_0, μ_1, μ_2 wurden folgende Annahmen fixiert:

$$\begin{aligned} \mu_0 &= 3\alpha^{\frac{1}{3}} \\ \mu_1 &= 3\alpha^{\frac{2}{3}} \\ \mu_2 &= \alpha. \end{aligned}$$

Für die Simulation und am Prüfstand wurden mit $\alpha = 50000$ die besten Ergebnisse erzielt. Das Matlab Listing für den kompakten Beobachter sieht wie folgt aus:

```

1 function y = observer_kompakt(u,r2, J2, ks)
2
3
4     w1_dach=u(1); %Schaetzung fuer w1
5     x2_dach=u(2); %Schaetzung fuer w2
6     x3_dach=u(3);
7
8
9     w1=u(4); %Winkelgeschwindigkeit System 1
10    y1=u(5); % Winkelgeschwindigkeit System 2
11    y2=u(6); % MSens=0
12    M2=u(7); %Motormoment System 2
13
14
15    alpha=50000;
16
17    mu0=3*alpha^(1/3);
18    mu1=3*alpha^(2/3);
19    mu2=alpha;
20
21    e1=(w1-w1_dach);
22
23    y=[0 0 0];
24    y(1)=ks*y1+mu0*(abs(e1)^(2/3))*sign(e1)-ks*w2_dach; %w1_dach_dot
25    y(2)=-(y2/J2)-(r2/J2)*M2+x3_dach-mu1*(abs(e1)^(1/3))*sign(e1)/ks;
26    %w2_dach_dot
27    y(3)=-mu2*sign(e1)/ks; %x3_dach_dot
end

```

6 Experimentelle Verifikation der Beobachter

In diesem Abschnitt der Masterarbeit werden die entworfenen Beobachterergebnisse aus Kapitel 5 und 5.1 experimentell verifiziert. Dazu werden die Beobachter sowohl in der Simulation als auch am Prüfstand aufgebaut.

6.1 Beobachter in der Simulation

Es wurde am Prüfstand ein Lenkmoment an System 1 angelegt und der Winkel φ_1 gemessen. Damit der Winkel in der Simulation dem gemessenen Winkel folgt, wurde eine Winkel-Nachführung wie in Abbildung 16 als PD-Regler mit Reglerparameter $K_p = 500$, $K_D = 15$ entworfen. Es wird mit einer Abtastzeit von $T_S = 0.01s$ simuliert.

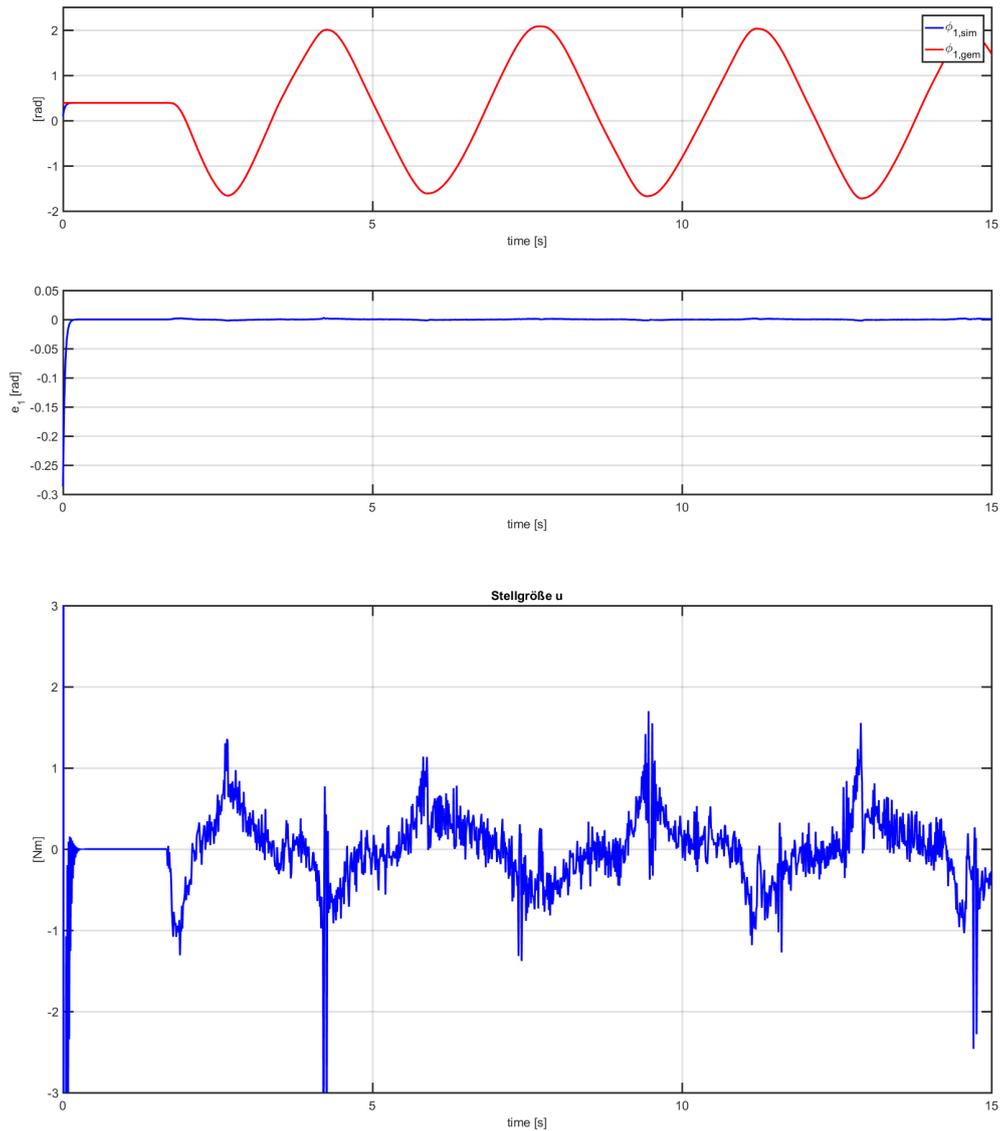


Abbildung 42: Die Nachführung von $\varphi_{1,gem}$, $\varphi_{1,sim}$ und der Verlauf des Lenkmoments, das der Stellgröße des PD-Reglers entspricht.

6.1.1 Beobachter nach Kapitel 5

Mit M_d als Eingangssignal für das Simulationsmodell ergeben die Schätzwerte des Beobachters aus Kapitel 5 folgende Ergebnisse:

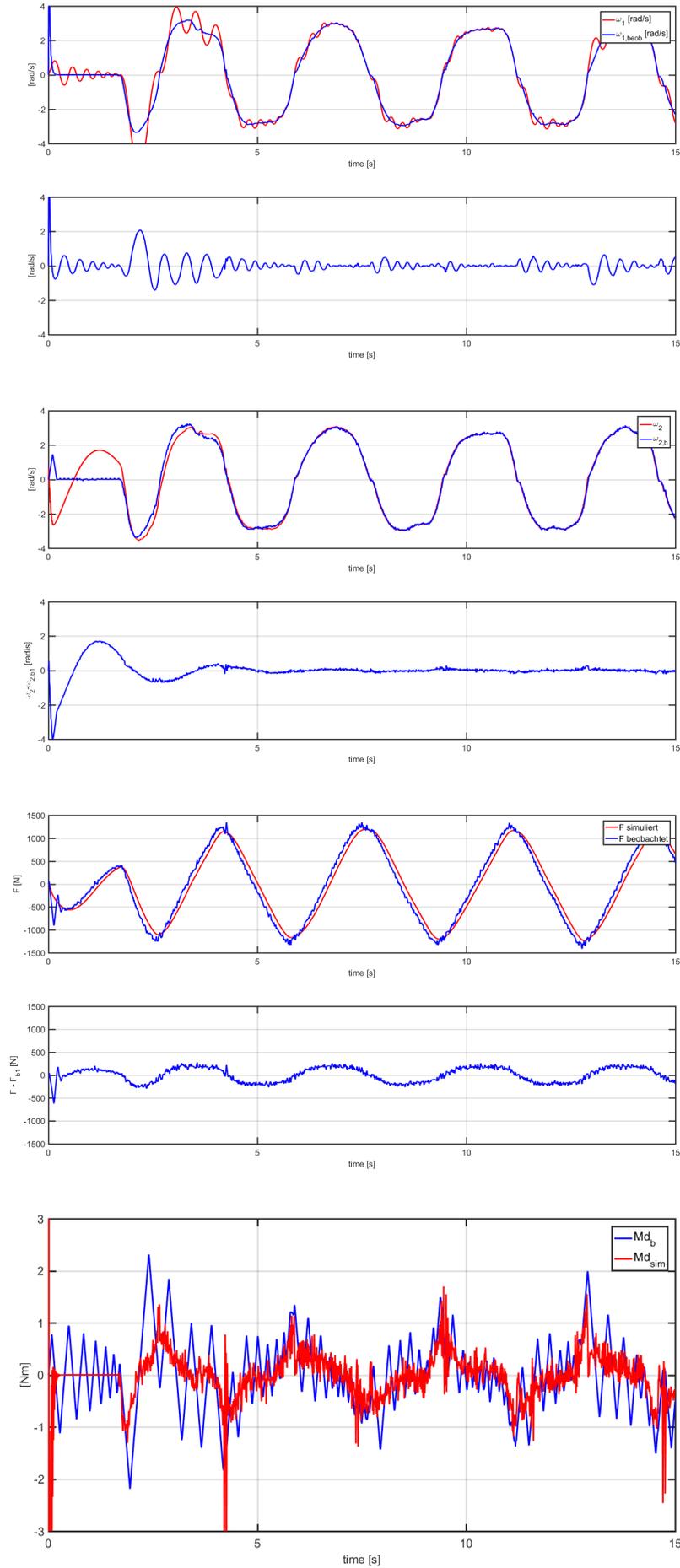


Abbildung 43: Die Ergebnisse der Beobachter aus Kapitel 5

Betrachtet man die Ergebnisse der Beobachter, so ist festzustellen, dass die Schätzfehler der Winkelgeschwindigkeiten $\omega_1 - \hat{\omega}_1$ und $\omega_2 - \hat{\omega}_2$ geringer als der Schätzfehler $F - \hat{F}$ sind. Aus den Experimenten kann jedoch festgestellt werden, dass diese Abweichungen keine "spürbaren" Einflüsse auf das Lenkverhalten am Prüfstand haben. In der Simulation wird die Spurstangenkraft F mit Gleichung

$$F := F_{sim} = p_1 r_2 \omega_2 + p_2 r_2 \varphi_2 \quad (6.1)$$

modelliert. Dabei sollen die Dämpfer-Konstante $p_1 = 5000[\frac{Ns}{m}]$ und die Federkonstante $p_2 = 54000[\frac{N}{m}]$ betragen [6, S.4].

6.1.2 Beobachter nach Kapitel 5.1

Baut man den Beobachter nach Kapitel 5.1 (kompakter Beobachter) in Simulink nach, sind folgende Ergebnisse zu erwarten:

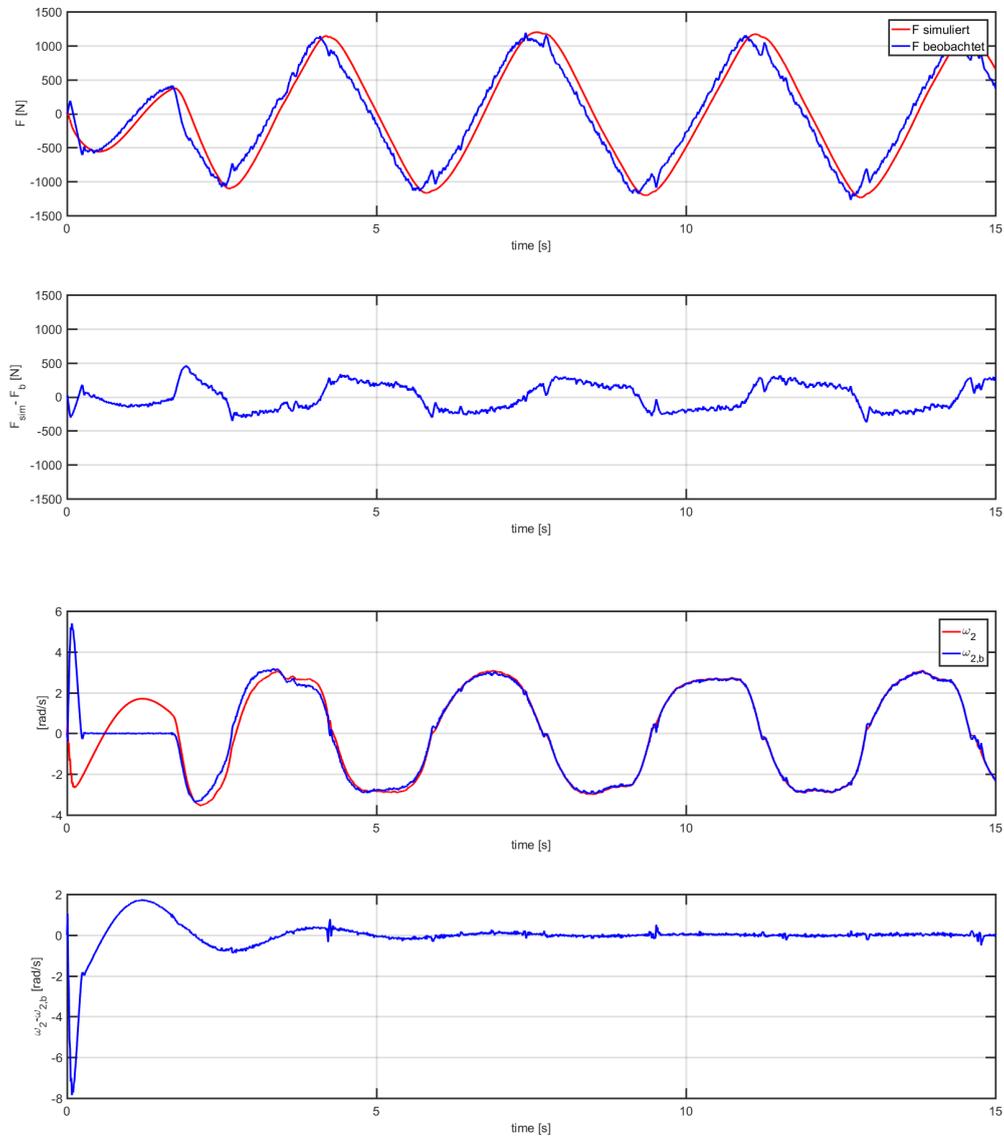
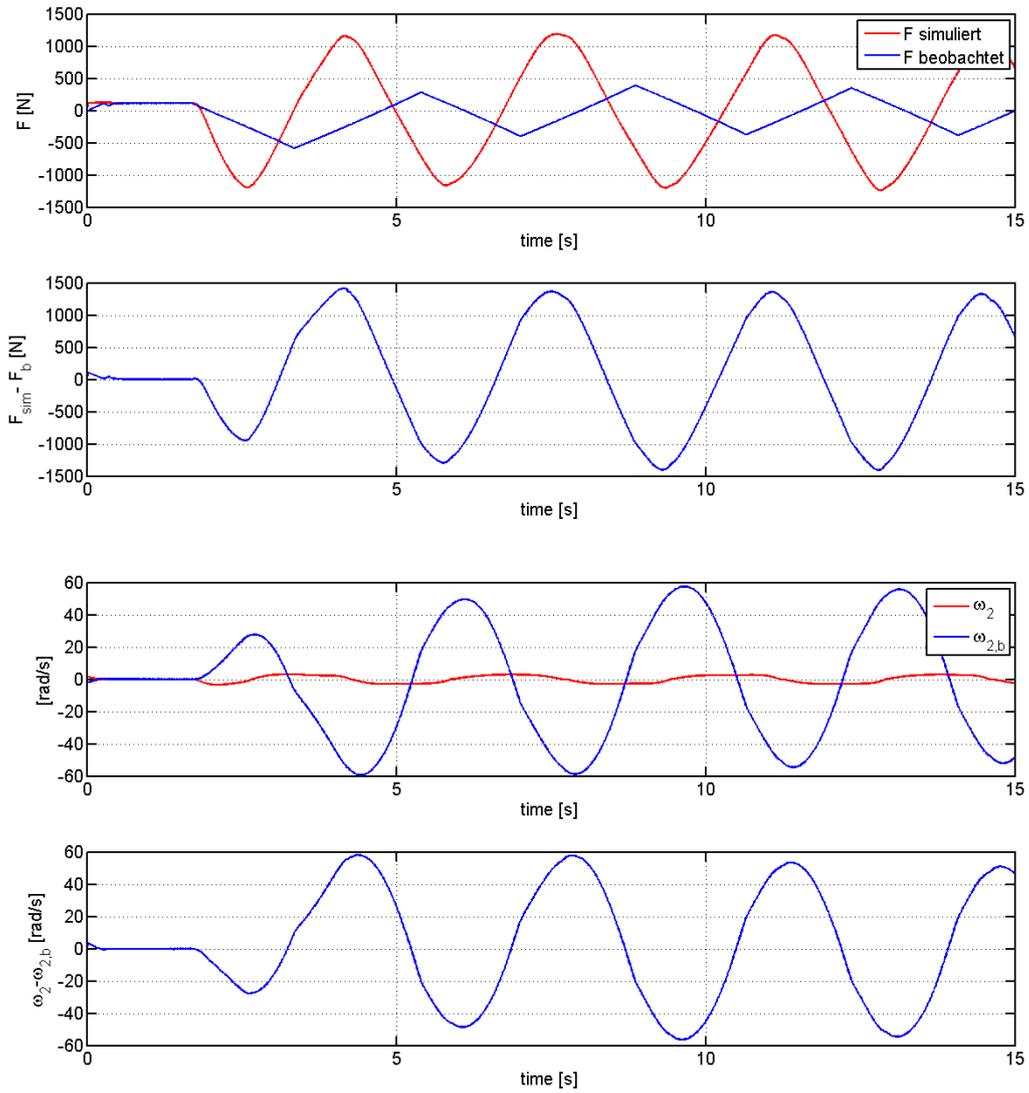


Abbildung 44: Die Ergebnisse der Beobachter aus Kapitel 5.1 für $\alpha = 50000$

Abbildung 45: Die Ergebnisse der Beobachter aus Kapitel 5.1 für $\alpha = 5000$

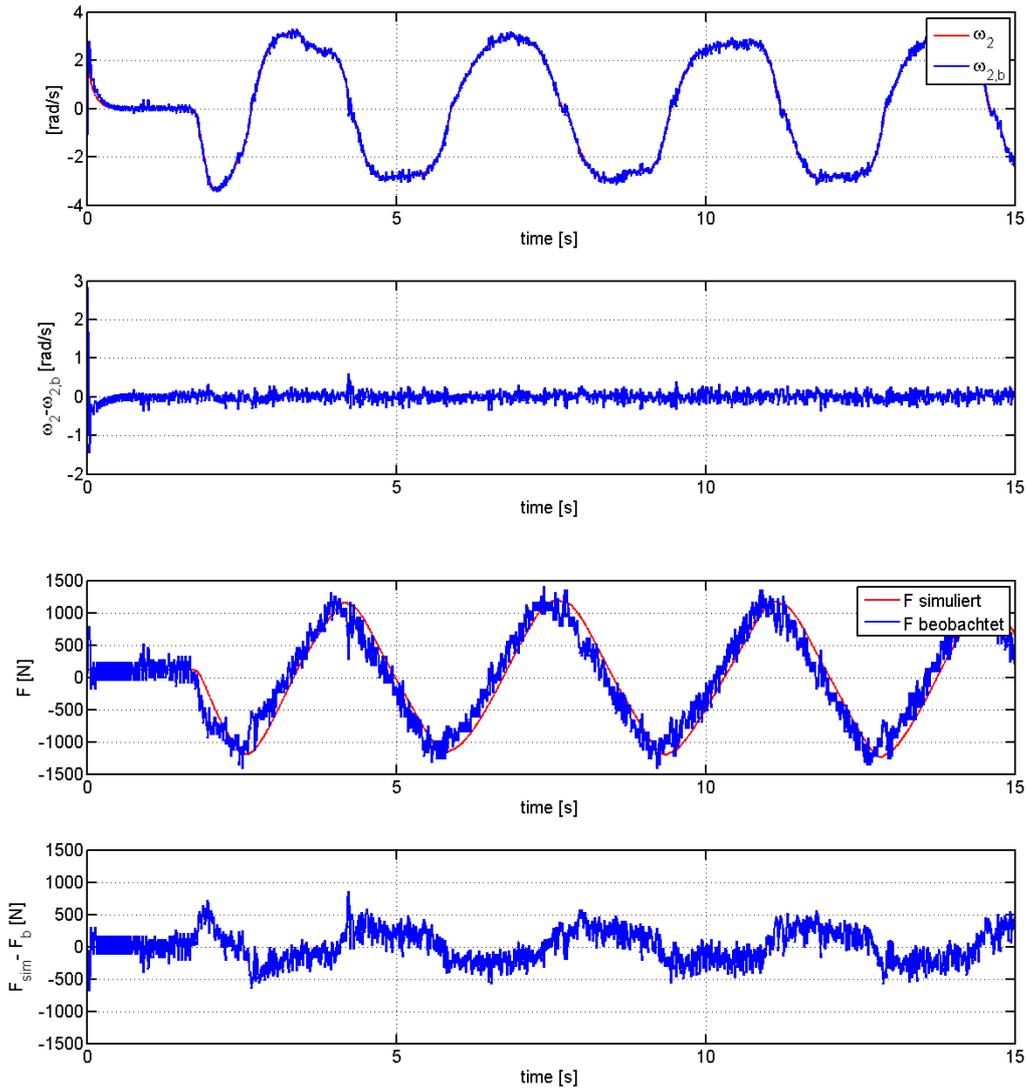


Abbildung 46: Die Ergebnisse der Beobachter aus Kapitel 5.1 für $\alpha = 500000$

Man erkennt, dass für Werte kleiner $\alpha = 5000$ der Beobachter die Winkelgeschwindigkeit und die Kraft nicht richtig schätzt. Für zu große Werte, wie etwa für $\alpha = 5000000$, wird das "Chattering" größer. Es kann gezeigt werden, dass bei negativen Werten von α das System instabil wird. Die geringsten Beobachter-Schätzfehler werden mit $\alpha = 50000$ erzielt.

7 Messergebnisse

Die in dieser Arbeit vorgestellten und diskutierten Regler und Beobachter werden am Prüfstand aufgebaut und die Messwerte aufgezeichnet. Es gelten folgende Definitionen:

- w_2 ... gemessene Winkelgeschwindigkeit ω_2
- w_{2b1} ... geschätzte Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_2$ nach Kapitel 5
- w_{2b2} ... geschätzte Winkelgeschwindigkeit $\hat{\omega}_2$ nach Kapitel 5.1
- F_{gem} ... gemessene Spurstangenkraft F
- F_{b1} ... geschätzte Spurstangenkraft \hat{F} nach Kapitel 5
- F_{b2} ... geschätzte Spurstangenkraft \hat{F} nach Kapitel 5.1
- M_{db} ... geschätztes Lenkmoment \hat{M}_d nach Kapitel 5.1

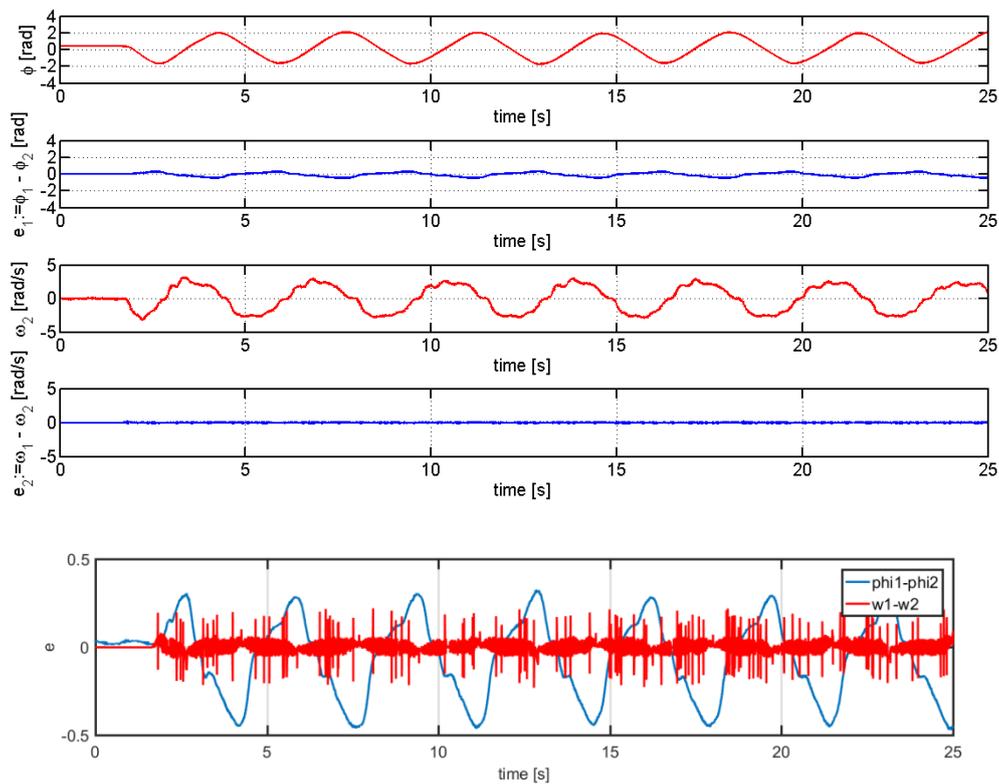


Abbildung 47: Abbildung der Nachführung des Lenkwinkels. Die resultierenden Fehler seien $e_1 = \varphi_1 - \varphi_2$ und $e_2 = \omega_1 - \omega_2$.

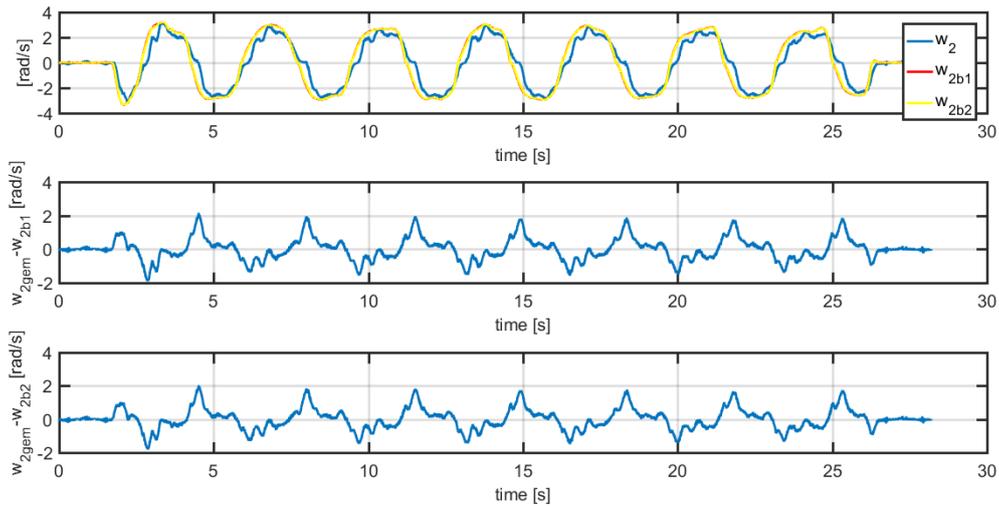


Abbildung 48: Darstellung der Beobachter-Ergebnisse für $\omega_{2,b1} := w_{2b1}$, $\omega_{2,b2} := w_{2b2}$, sowie der Verlauf der gemessenen Winkelgeschwindigkeit ω_{2gem} und der resultierenden Beobachterfehler.

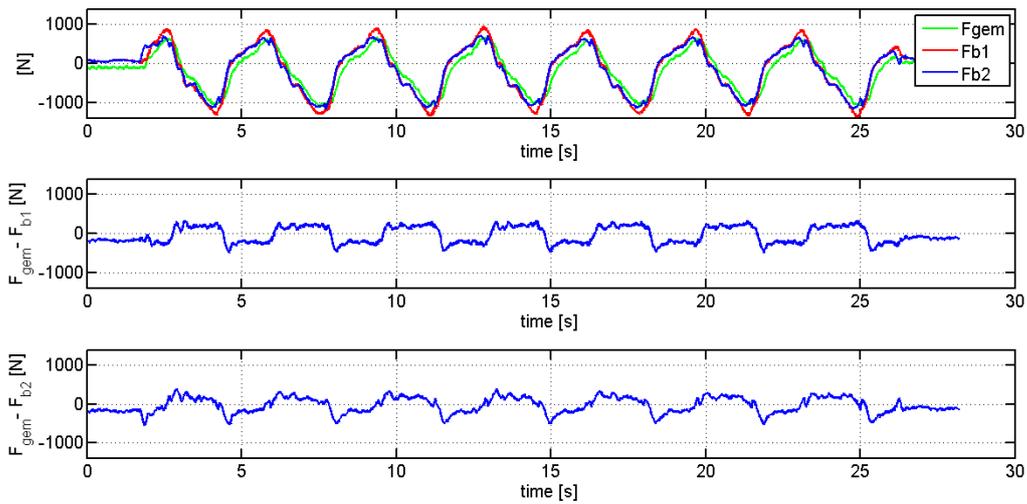


Abbildung 49: Verlauf der Kräfte F_{b1} , F_{b2} , F_{gem} und der Beobachterfehler $w_{2gem} - w_{2b2}$ und $w_{2gem} - w_{2b1}$

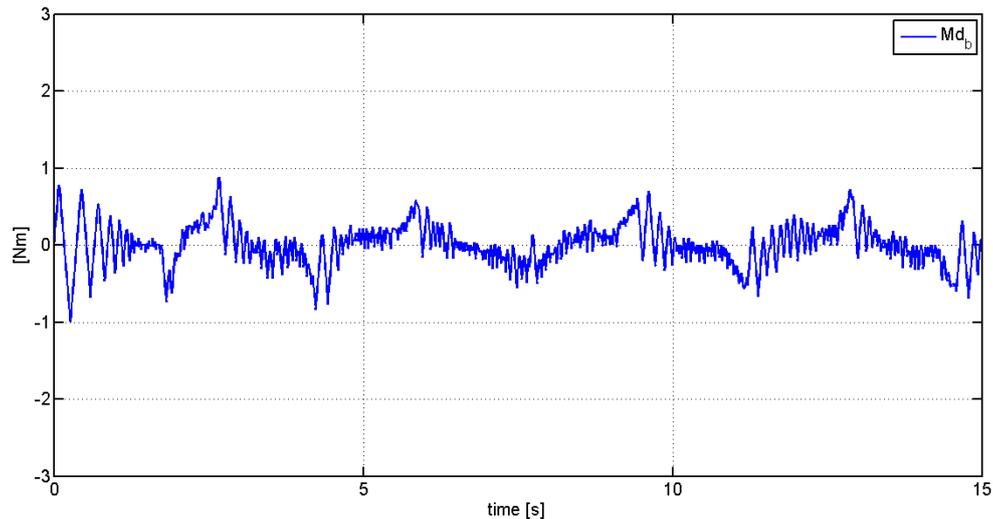


Abbildung 50: Beobachter-Ergebnis für das Lenkmoment \hat{M}_d

Man erkennt, anhand der Messergebnisse und der Simulation, dass die Winkelgeschwindigkeiten ω_1 und ω_2 gut geschätzt werden können. Die Kraftschätzung besitzt jedoch einige Abweichungen, was eventuell an der Parameterwahl sowohl im Modell als auch beim Beobachterentwurf liegen kann.

8 Die Control-Desk-Software

Im folgenden Abschnitt meiner Masterarbeit soll die Control-Desk-Umgebung erklärt werden. "Control-Desk" ist die von der Firma dSpace bereitgestellte Programmoberfläche, um Messungen und Experimente, die vorher in Simulink aufgebaut und kompiliert wurden, auszuführen. In der Control-Desk Umgebung können Schaltblöcke, Oszilloskope oder schlichte Anzeigen für Sensorwerte aufgebaut werden. Das hier verwendete Control-Desk-Projekt sieht wie folgt aus:

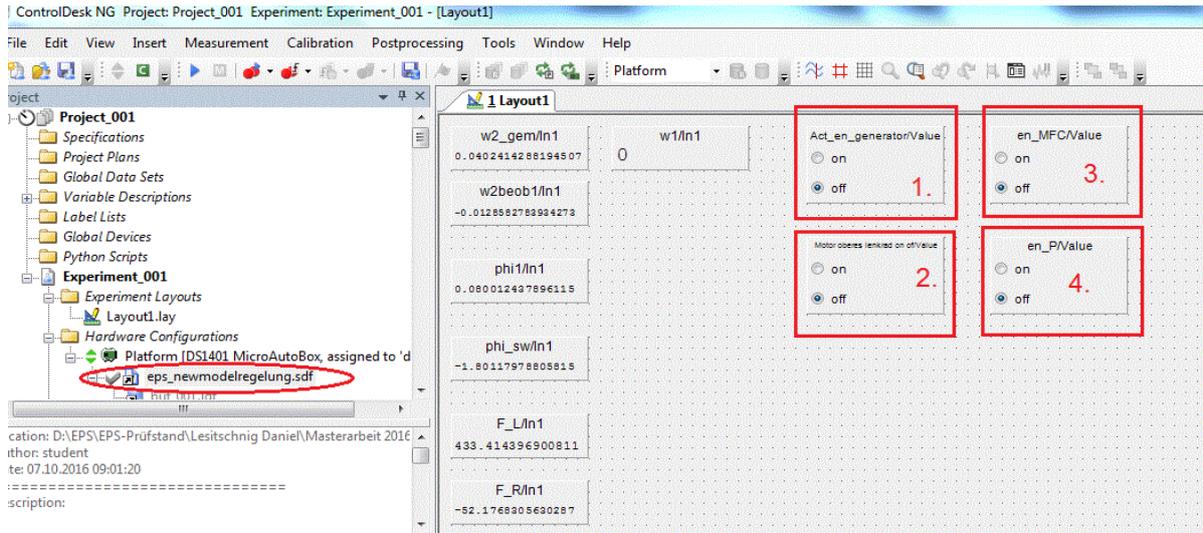


Abbildung 51: Das Control Desk Projekt

Nach jedem Kompilieren in Matlab/Simulink wird ein neues "eps_newmodelregelung.sdf" File erzeugt. Dieses "File" muss im Control-Desk eingebunden werden. Um den EPS Prüfstand in Betrieb - konkret um System 1 und System 2 - einzuschalten, müssen *Flags* im Control-Desk auf "1" gesetzt werden. "Schalter 1" schaltet System 2 ein und "Schalter 2" schaltet System 1 ein. "Schalter 3" und "4" schalten zwischen P-Regler und MFC-Regler für das Erzeugen des Gegenmomentes M_1 um. Die Schalter, die im Control-Desk aufgebaut sind, überschreiben in Echtzeit die Konstanten, die vorher im Simulink-Model definiert wurden.

9 Zusammenfassung

Zusammenfassend ist zu sagen, dass der Sliding-Mode Reglerentwurf für den vorliegenden EPS-Prüfstand ein mächtiges Verfahren darstellt, um eine Winkel - bzw. Winkelgeschwindigkeits-Nachführung zu entwerfen. Auch der Beobachterentwurf funktioniert gut mit Hilfe von Sliding Mode Verfahren. Die Beobachter der Winkelgeschwindigkeiten zeigten geringere Beobachterfehler als die Kraft-Beobachter. Die Masterarbeit ist stark praktisch bezogen und viele Parameter wurden stets experimentell ermittelt. Deswegen ist es auch durch aus möglich durch weitere Experimente bzw. Wahl anderer Parameter für Beobachter und Regler verbesserte Ergebnisse im Bereich des Lenkgefühles zu erhalten. Probleme gab es im Bereich der Kraftbeobachtung, genauer bei der Wahl der Sliding-Mode Parameter. Diese mussten öfters modifiziert werden, um ein zufriedenstellendes Ergebnis zu erhalten. Zwischen "Beobachter 1" und dem kompakten Beobachter "Beobachter 2" gab es keine signifikanten Verschlechterungen oder Verbesserungen in der Beobachter-Genauigkeit. Beide Methoden sind für den Beobachterentwurf geeignet.

10 Ausblick

Als Ausblick und Anwendungsperspektive dieser Masterarbeit ist zu erwähnen, dass die dargestellten Konzepte in der Automobilbranche durchaus Verwendung finden könnten. Speziell um platzsparende Lenksysteme, ohne Einbußen an Fahrkomfort und Sicherheit, zu entwerfen. Denkt man an selbstfahrende Fahrzeugkonzepte, so könnte das "steer by wire"dazu verwendet werden einfach zwischen "Selbstfahr-Modus"und normalem "Lenken durch eine Person"zu wechseln und das Lenkrad individuell und nach Bedarf im Fahrerraum zu platzieren. Die in dieser Masterarbeit dargestellten Konzepte, könnten auch anstatt mit Kabelschnittstellen, mit drahtlosen Kommunikationsschnittstellen implementiert werden, was für zukünftige Automobilkonzepte von Interesse sein könnte.

11 Abstract

As an outlook and application perspective of this master thesis, it should be mentioned that the concepts presented could be an incentive for the automotive industry. Specially for implementing space-saving steering systems without sacrificing ride comfort and safety. If you think of self-propelled vehicle concepts, the "steer by wire "could be used to easily switch between "self-drive mode "and normal "steering by a person "mode. The steering wheel could then be placed individually and as needed in the driver's cab place. The concepts presented in this master thesis, could also be implemented with wireless communication interfaces instead of cable interfaces, which could be of interest for future automotive concepts.

Literatur

- [1] Cedric Boujong. Auswirkungen der zeitdiskretisierung auf die schätzgenauigkeit von sliding mode beobachtern. Masterarbeit, Technische Universität Graz, 2015.
- [2] Thomas Eigel. *Integrierte Längs- und Querführung von Personenkraftwagen mittels Sliding-Mode-Regelung; zugleich*. Dissertation, Technische Universität Carolowilhemina zu Braunschweig, 2010.
- [3] Elra. Gleichstrom- und getriebemotoren, type m80l. https://www.elra.at/images/produkte/dc-motoren/datenblaetter/M80_SML.pdf, 2014. [Online; accessed 31-May-2018].
- [4] Elra. Planetengetriebe, type p81. <https://www.elra.at/images/produkte/getriebe/datenblaetter/P81.pdf>, 2014. [Online; accessed 31-May-2018].
- [5] Faulhaber. optischer encoder 2-kanal 100-500 impulse, type heds 5500. https://www.faulhaber.com/fileadmin/Import/Media/DE_HEDS-5500_DFF.pdf, 2014. [Online; accessed 31-May-2018].
- [6] Matthias Weyrer Markus Reichhartinger, S. K. Spurgeon. Design of an unknown input observer to enhance driver experience of electric power steering systems. In *2016 European Control Conference (ECC)*, pages 269–274, June 2016.
- [7] Mein-Autolexikon.de. Servolenkung, <https://www.mein-autolexikon.de/lenkung/servolenkung.html>. [Online; accessed 31-May-2018].
- [8] Wilfrid Perruquetti and Jean Pierre Barbot. *Sliding Mode Control in Engineering*, volume 1. Marcel Dekker, Inc. 270 Madison Avenue, New York, 2002.
- [9] Pololu Robotics and Electronics. Automotive fully integrated h-bridge motor driver, type vnh5019. https://www.pololu.com/file/download/vnh5019.pdf?file_id=0J504, 2013. [Online; accessed 31-May-2018].
- [10] Markus Reichhartinger Stefan Koch. Observer-based sliding mode control of hydraulic cylinders in the presence of unknown load forces. *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, 133(6):253–260, Sep 2016.
- [11] Paul A. Tipler. *Physics for Scientists and Engineers*, volume 3. Spektrum Akademischer Verlag Heidelberg-Berlin-Oxford, 1994.
- [12] Vadim Utkin, Jürgen Guldner, and Jingxin Shi. *Sliding Mode Control in Electro-Mechanical Systems*, volume 2. CRC Press Taylor & Francis Group. 6000 Broken Sound Parkway NW, 2009.
- [13] Jianwei Zhang. Angewandte sensorik technische aspekte multimodaler systeme. https://tams.informatik.uni-hamburg.de/lehre/2003ws/vorlesung/angewandte_sensorik/vorlesung_01.pdf, 2003. [Online; accessed 31-May-2018].

Abbildungsverzeichnis

1	SMC eines Schiffes	5
2	Trajektorien-Verlauf	7
3	Sliding Mode Chattering	8
4	Saturation Funktion	8
5	Super Twisting Algorithmus	10
6	Abbildung mathematisches Pendel	12
7	Gedämpfte Schwingung	13
8	Beobachter $\alpha = 1$	15
9	Beobachter $\alpha = 10$	16
10	Beobachter $\alpha = 100$	16
11	Koppelplan Pendel Beobachter	17
12	Aufbau System 2	19
13	System 1 seitlich	20
14	System 1 oben	21
15	Encoder Anschlüsse	22
16	Motortreiberplatine	23
17	Reibungs-Parameter	26
18	Experiment Trägheitsmoment J_1	27
19	Ergebnisse Master-Slave $\lambda = 2$	29
20	Ergebnisse Master-Slave $\lambda = 20$	30
21	MFC-Regelung	31
22	Simulation	32
23	Winkelverlauf	33
24	Fehlergrößen 1	33
25	Fehlergrößen 2	34
26	Motorregelung System 1	36
27	Stellgröße M1 MFC-Regler	37
28	Simulink MFC und P Regler	38
29	Stellgröße M1 P-Regler	38
30	Pinbelegung	40
31	Optische Encoder 1	42
32	Optische Encoder 2	42
33	Abbildung Motorregelung	43
34	Mapping	44
35	Koppelplan Motorregelung	45
36	Messung φ und ω	47
37	Messung φ und ω	48
38	Beobachterentwurf	49
39	Koppelplan Beobachter Winkelgeschwindigkeit	51
40	Koppelplan Beobachter Winkelgeschwindigkeit	53
41	Koppelplan Beobachter für Kraft F	55
42	PID-Nachführung	59

43	Ergebnisse Beobachter 1	60
44	Ergebnisse kompakter Beobachter 1	62
45	Ergebnisse kompakter Beobachter 2	63
46	Ergebnisse kompakter Beobachter 3	64
47	Messergebnisse 1	65
48	Messergebnisse 2	66
49	Messergebnisse 3	66
50	Beobachter Lenkmoment	67
51	Control Desk Projekt	68