

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Cube-Balance (CuBa) - Der selbstbalancierende Würfel</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Aktorik und Sensorik</b>	<b>3</b>
<b>3</b>	<b>Modellierung der Systemdynamik</b>	<b>4</b>
<b>4</b>	<b>Sensorik</b>	<b>6</b>
4.1	Winkelschätzung . . . . .	6
4.2	Kalibrierung und Justierung . . . . .	6
4.2.1	Umrechnung der Beschleunigungswerte . . . . .	7
4.2.2	Umrechnung der Winkelgeschwindigkeiten . . . . .	7
4.3	Auswertung der Radgeschwindigkeit $\dot{\psi}$ . . . . .	8
4.4	Filterung der Sensordaten . . . . .	9
4.4.1	Komplementärfilter . . . . .	9
4.4.2	Kalman-Filter . . . . .	9
4.4.3	Anwendung des Kalman-Filters . . . . .	10
<b>5</b>	<b>Modellbildung und Bestimmung der Systemgrößen</b>	<b>12</b>
5.1	Identifikation der Parameter . . . . .	12
5.1.1	Ermittlung des Reibwertes $C_\varphi$ . . . . .	12
5.1.2	Ermittlung des Reibwertes $C_\psi$ . . . . .	13
5.1.3	Resultate der Systemidentifikation . . . . .	14
5.2	Entwurf des Simulink-Modelles . . . . .	15
5.2.1	Simulation des Motors . . . . .	15
5.2.2	Simulation der Würfelseite . . . . .	15
5.2.3	Simulation der Schwungmasse . . . . .	16
<b>6</b>	<b>Reglerentwurf</b>	<b>17</b>
6.1	Analytische Bestimmung der Reglerparameter . . . . .	17
6.2	Verifizierung des Reglers an dem 1D-Prototyp . . . . .	18
<b>7</b>	<b>Aufspringen</b>	<b>20</b>

# 1 Cube-Balance (CuBa) - Der selbstbalancierende Würfel

In der folgenden Dokumentation wird das CuBa-Projekt vorgestellt. Die Idee für dieses Projekt stammt von dem s.g. Cubli der ETH Zürich. Hierbei handelt es sich um einen Würfel, welcher in der Lage ist selbstständig auf seine Ecken und Kanten zu springen und dort zu balancieren. Hierfür werden Motoren in dem Würfel fixiert, an welchen Schwungräder befestigt sind. Die Motormomente dienen einerseits als Stellgröße um den Würfel zu balancieren. Andererseits können die Schwungmassen über Bremsen abrupt zum Stillstand gebracht werden. Dadurch wird der Drehimpuls der Räder auf den Würfel übertragen. Somit ist es möglich den Würfel aus einer beliebigen Ruhelage aufzurichten.

Das Projekt ist in zwei Abschnitte unterteilt. Zuerst wird eine einzelne Würfelseite konzipiert, an welcher ein Motor mit einer Schwungmasse angebracht ist. Über eine Achse wird die Würfelseite gelagert und ist somit auf einen einzelnen rotatorischen Freiheitsgrad beschränkt. Dieser Prototyp dient als erstes Versuchsobjekt (1D-Modell) um die Systemeigenschaften zu untersuchen und Rückschlüsse auf den Entwurf des kompletten Würfels (3D-Modell) zu ziehen. Im zweiten Teil wird der letztendliche Würfel entwickelt, welcher über drei Motoren und Schwungmassen verfügt.

Der Aufbau der Dokumentation ist an den Projektverlauf angelehnt, so wird zu Beginn der Aufbau des 1D-Modells näher erläutert. Hierbei werden zuerst der mechanische Aufbau und die elektrischen Komponenten diskutiert. Im Anschluss werden mit Hilfe des Lagrange-Formalismus die Bewegungsgleichungen hergeleitet. Damit kann eine Zustandsraumdarstellung des Systems gewonnen werden, welche wiederum zu dem Entwurf eines zeitdiskreten Zustandsreglers verwendet wird. Außerdem wird auf die Auswertung der Sensoren eingegangen um mit Hilfe von Filtern und Datenfusionen möglichst genaue Schätzwerte des aktuellen Zustandsvektors zu erhalten. Zuletzt wird das Aufspringen der Würfelseite näher untersucht. Hierbei wird ein Lernalgorithmus vorgestellt, welcher die optimale Radgeschwindigkeit zum Aufspringen unter realen Bedingungen findet.

und von dem ganzen Würfel gibts noch nicht so viel

## 2 Aktorik und Sensorik

Der folgenden Abschnitt beschreibt die verwendeten elektrischen Bauteile, um einerseits die benötigten physikalischen Größen zu messen, und andererseits die verwendete Aktorik, um das Aufspringen und Balancieren der Würfelseite zu ermöglichen.

Die Aufgabe der Sensorik besteht darin die Zustandsgrößen des Systemes zu bestimmen. Hierfür werden zwei *GYR-521*-Platinen verwendet, die mit einem *MPU6050*-IC der Firma *InvenSense* bestückt sind. Diese bieten jeweils einen dreiachsigen Beschleunigungssensor und Gyroskop. Mit Hilfe dieser Messwerte können die Zustandsgrößen  $\varphi$  und  $\dot{\varphi}$  berechnet werden. Die Sensoren bieten die zusätzliche Möglichkeit einen variablen Tiefpassfilter zu verwenden um eine erste Glättung der Messwerte durchzuführen. Dieser Tiefpassfilter wird auf eine Grenzfrequenz von  $44\text{Hz}$  eingestellt. Dieser Wert hat sich empirisch als optimaler Kompromiss zwischen Filterung der Rauschsignale und Verzögerung des eigentlichen Signals. Die Konfiguration und Auswertung der Sensoren erfolgt über eine *I<sup>2</sup>C*-Schnittstelle. Die Justierung und Auswertung der Sensoren wird näher in ?? beschrieben.

Abschnitt 3 zeigt den Einfluss eines Motormomentes auf die Position und Gewschwindigkeit der Würfelseite. Um diese Moment zu erzeugen wird ein bürstenloser DC-Motor der Firma *MaxonMotor* verwendet (EC 45 flat, 50 Watt). Die Kriterien zur Auswahl des Motors sind einerseits die maximale Drehzahl und Drehmoment, andererseits die mechanische Zeitkonstante. Für das Aufspringen des Würfels ist die maximale Drehzahl des Motors von Bedeutung, die 10000 Umdrehung pro Minute des gewählten Motor reichen hierbei aus um eine ausreichend hohe kinetische Energie der Schwungmasse zu ermöglichen. Die Robustheit der Regelung wird durch das maximale Drehmoment limitiert, welches in diesem Fall bei  $83.4\text{ mNm}$  liegt. Von besondere Bedeutung für die Regelung ist die mechanische Zeitkonstante des Motors, da diese eine Verzögerung der Stellgröße bewirkt und somit den geschlossenen Regelkreis negativ beeinflussen kann. Die mechanische Zeitkonstante des gewählten Motors ist mit  $13.3\text{ms}$  im Vergleich zu anderen Kandidaten sehr niedrig. Die Ansteuerung des Motors erfolgt über den Treiberbaustein *ESCON 36/3 EC*, welcher ebenfalls von der Firma *Maxon Motor* vertrieben wird. Dieser ermöglicht die Steuerung des Drehmoments über ein PWM-Signal und die Auswertung der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\psi}$  über ein analoges Signal.

Mit Hilfe einer mechanischen Bremse kann die Schwungmasse stoßartig zum Stillstand gebracht werden. Dadurch wird die kinetische Energie der Schwungmasse teilweise auf das Gesamtsystem übertragen und ermöglicht somit das Aufspringen. Die Bremsbacken werden über einen Servomotor betätigt, welcher mit Hilfe eines PWM-Signales kontrolliert wird.

Zur Ansteuerung der Aktorik und Sensorik wird ein *STM32F4Discovery*-Board der Firma *STMicroelectronics* verwendet. Die Programmierung erfolgt über eine, auf Eclipse basierende, Toolkette. Um die Auswertung der Sensordaten und den Entwurf der Regelung zu erleichtern, wird der Quellcode anschließend in Simulink-Blöcke implementiert.

### 3 Modellierung der Systemdynamik

In dem folgenden Abschnitt werden die Bewegungsgleichungen mit Hilfe des Lagrange Formalismus hergeleitet. Aus diesen Gleichung kann im Anschluss eine Zustandsraumdarstellung aufgestellt werden, welche als Grundlage für den Reglerentwurf dient.

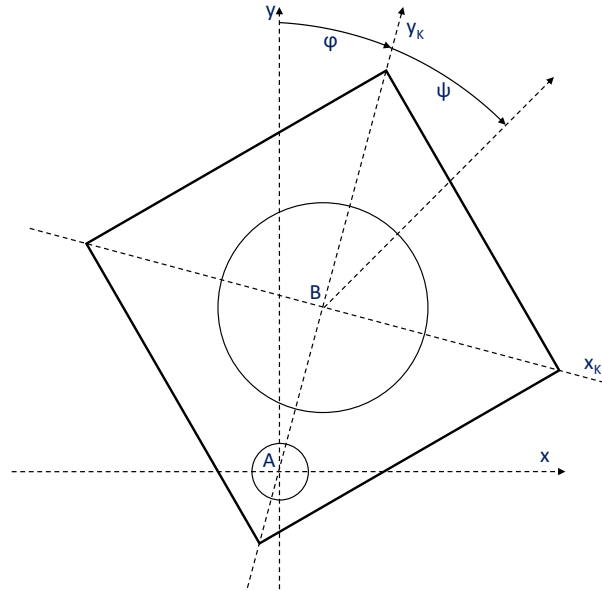


Abbildung 1: Mechanischer Aufbau, Quelle: eigene Darstellung

Der Prototyp besteht aus einem starren Körper der in  $A$  auf einer Achse gelagert ist. In  $B$  ist eine Schwungmasse über einen Motor mit dem Körper verbunden. Somit verfügt das Gesamtsystem über zwei Freiheitsgrade, welche durch die generalisierten Koordinaten

$$q_1 = \varphi \quad q_2 = \psi \quad (1)$$

beschrieben werden. Der Winkel  $\varphi$  wird von den Achsen  $y$  und  $y_K$  eingeschlossen. Der Winkel beschreibt die rotatorische Verschiebung der Schwungmasse zu dem Körper. Die folgenden Größen beschreiben die weiteren physikalischen Gegebenheiten des Systems.

$q_1 = \varphi$	Ausfallwinkel des Körpers
$q_2 = \psi$	Winkel zwischen Schwungmasse und Körper
$A$	Drehpunkt des Körpers
$B$	Drehpunkt des Schwungrades
$l_{AB}$	Abstand zwischen $A$ und $B$
$l_{AC}$	Abstand zwischen $A$ und dem Schwerpunkt des Körpers
$m_K$	Masse des Körpers
$m_R$	Masse des Schwungrades
$\theta_K^A$	Massenträgheitsmoment des Körper um $A$
$\theta_R^B$	Massenträgheitsmoment der Schwungmasse um $B$
$C_\varphi$	Dynamischer Reibkoeffizient des Körpers in $A$
$C_\psi$	Dynamischer Reibkoeffizient des Schwungrades in $B$
$T_M$	Drehmoment des Motor

Um die Bewegungsgleichungen des Systems zu ermitteln wird der Lagrange Formalismus verwendet. Dieser basiert auf der Lagrange-Funktion  $L$ , welche die Differenz der kinetischen Energie  $T$  und der potenziellen Energie  $V$  des Systems beschreibt.

$$T = \frac{1}{2}[(\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2)\dot{\varphi}^2 + \theta_B^R(\dot{\varphi} + \dot{\psi})^2] \quad (2)$$

$$V = g(m_R \cdot l_{AB} + m_K \cdot l_{AC})\cos(\varphi) \quad (3)$$

$$L = T - V = \frac{1}{2}[(\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2)\dot{\varphi}^2 + \theta_B^R(\dot{\varphi} + \dot{\psi})^2] - g(m_R \cdot l_{AB} + m_K \cdot l_{AC})\cos(\varphi) \quad (4)$$

In dem System wirken unterschiedliche Kräfte. Einerseits erzeugt der Motor ein Drehmoment, welches die virtuelle Arbeit  $\delta W_M$  verursacht. Andererseits verrichtet die Gravitation die virtuelle Arbeit  $\delta W_G$ . Zusätzlich muss die, durch die Reibung entstandene, Verlustleistung berücksichtigt werden. In diesem Fall wird die Reibleistung mit den Rayleigh'schen Dissipationsfunktionen  $D_\varphi$  und  $D_\psi$  beschrieben und verrichten die virtuelle Arbeit  $\delta W_D$ .

$$-\delta W_M = T_M \cdot \delta\psi \quad (5)$$

$$-\delta W_G = g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB})\sin(\varphi) \cdot \delta\varphi \quad (6)$$

$$D_\varphi = \frac{1}{2}C_\varphi \cdot \dot{\varphi}^2 \quad (7)$$

$$D_\psi = \frac{1}{2}C_\psi \cdot \dot{\psi}^2 \quad (8)$$

$$D = D_\varphi + D_\psi = \frac{1}{2}C_\varphi \cdot \dot{\varphi}^2 + \frac{1}{2}C_\psi \cdot \dot{\psi}^2 \quad (9)$$

$$-\delta W_D = -C_\varphi \cdot \dot{\varphi} \cdot \delta\varphi - C_\psi \cdot \dot{\psi} \cdot \delta\psi \quad (10)$$

Die Summe der virtuellen Arbeiten, welche von den verschiedenen Kräften verrichtet wird, ergibt die virtuelle Arbeit des Gesamtsystems  $\delta W$ . In dem die verrichtete Arbeit partiell nach den beiden generalisierten Koordinaten  $\varphi$  und  $\psi$  differenziert wird, können die beiden generalisierten Kraftkomponenten  $Q_\varphi$  und  $Q_\psi$  berechnet werden.

$$Q_\varphi = g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB})\sin(\varphi) - C_\varphi \cdot \dot{\varphi} \quad (11)$$

$$Q_\psi = T_M - C_\psi \cdot \dot{\psi} \quad (12)$$

Bei dem Prototyp handelt es sich um ein nicht konservatives System, da durch die Reibung mechanische Energie verloren geht und der Motor dem System mechanische Energie zuführt. Da die beiden generalisierten Koordinaten  $\varphi$  und  $\psi$  voneinander unabhängig sind können aus dem d'Alembert'schen Prinzip zwei Bewegungsgleichungen abgeleitet werden.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\varphi}} - \frac{\partial T}{\partial \varphi} = Q_\varphi \quad (13)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\psi}} - \frac{\partial T}{\partial \psi} = Q_\psi \quad (14)$$

$$(\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}^2)\ddot{\varphi} + \theta_R^B \cdot \ddot{\psi} - g(m_R \cdot l_{AB} + m_K \cdot l_{AC})\sin(\varphi) + C_\psi \cdot \dot{\psi} = 0 \quad (15)$$

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial T}{\partial \dot{\psi}} - \frac{\partial T}{\partial \psi} + \frac{\partial T}{\partial \dot{\varphi}} = Q_\psi \quad (16)$$

$$\theta_B^R \cdot \ddot{\psi} = T_M - C_\psi \cdot \dot{\psi} - \theta_R^B \cdot \ddot{\varphi} \quad (17)$$

Durch Einsetzen von (17) in (15) ergibt sich die folgende Bewegungsgleichung für die Würfelseite.

$$\ddot{\varphi} = \frac{g(m_R \cdot l_{AB}^2 + m_K \cdot l_{AC})\sin(\varphi) - C_\varphi \cdot \dot{\varphi} + C_\psi \cdot \dot{\psi} - T_M}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} \quad (18)$$

Die Bewegungsgleichung für die Schwungmasse ergibt sich durch Einsetzen von (18) in (17).

$$\ddot{\psi} = \frac{(\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2 + \theta_R^B)(T_M - C_\psi \cdot \dot{\psi})}{(\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2)\theta_R^B} + \frac{C_\varphi \cdot \dot{\varphi} - g(m_R \cdot l_{AB} + m_K \cdot l_{AC})\sin(\varphi)}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} \quad (19)$$

## 4 Sensorik

Die Aufgabe der verwendeten Sensorik liegt darin die Werte für  $\varphi$ , und  $\dot{\varphi}$  zu bestimmen. Hierfür wurden zwei MPU6050 IC's verwendet. Diese verfügen jeweils über einen Beschleunigungssensor und Gyroskop, welche Werte für drei Achsen ausgeben. Der Tiefpass der Sensoren wird auf eine Grenzfrequenz von  $44Hz$  eingestellt, da hier einerseits eine erste Glättung der Daten erfolgt, andererseits aber keine zu große Verzögerung ergibt, welche sich wiederum negativ auf die Regelung auswirken könnte. Die Position und Ausrichtung der Sensoren ist in 2 dargestellt.

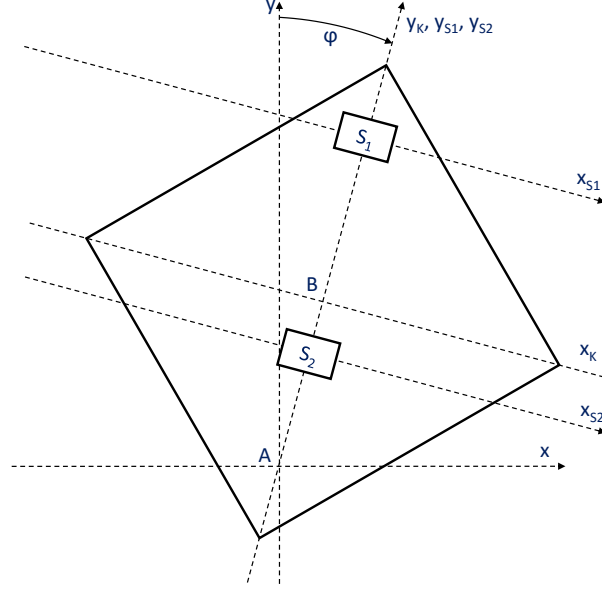


Abbildung 2: Position der Sensoren, Quelle: eigene Darstellung

### 4.1 Winkelschätzung

Die Sensoren keine Wege bzw. Winkel. Somit muss der Winkel  $\varphi$  berechnet werden. Die gemessenen Sensorwerte hängen von  $r_{S1}$  bzw.  $r_{S2}$  ab, welche den Abstand zwischen den Sensoren und dem Drehpunkt A beschreiben. Zusätzlich beeinflussen neben dem Winkel  $\varphi$  auch dessen beiden Ableitungen  $\dot{\varphi}$  und  $\ddot{\varphi}$  die Sensorausgabe. Allerdings lassen sich aus den Beschleunigungswerten der beiden Sensoren nach [1] wie folgt der aktuelle Wert von  $\varphi$  berechnen.

$$\ddot{S}_i = \begin{pmatrix} \ddot{x}_i \\ \ddot{y}_i \\ \ddot{z}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_{Si} \cdot \ddot{\varphi} + \sin(\varphi) \cdot g \\ -r_{Si} \cdot \dot{\varphi}^2 - \cos(\varphi) \cdot g \\ 0 \end{pmatrix} \quad i \in [1; 2] \quad (20)$$

$$\alpha = \frac{r_{S1}}{r_{S2}} \quad (21)$$

$$\ddot{x}_1 - \alpha \cdot \ddot{x}_2 = g(1 - \alpha)\sin(\varphi) \quad (22)$$

$$\ddot{y}_1 - \alpha \cdot \ddot{y}_2 = -g(1 - \alpha)\cos(\varphi) \quad (23)$$

$$\frac{\ddot{x}_1 - \alpha \cdot \ddot{x}_2}{\ddot{y}_1 - \alpha \cdot \ddot{y}_2} = -\tan(\varphi) \quad (24)$$

### 4.2 Kalibrierung und Justierung

Die Sensoren geben die Beschleunigungs- und Geschwindigkeitswerte als 16 Bit Werte im Zweierkomplement aus. Diese Rohwerte müssen in die mit Hilfe eines Ausgleichspolynoms in die jeweilige SI-Einheit umgerechnet werden.

#### 4.2.1 Umrechnung der Beschleunigungswerte

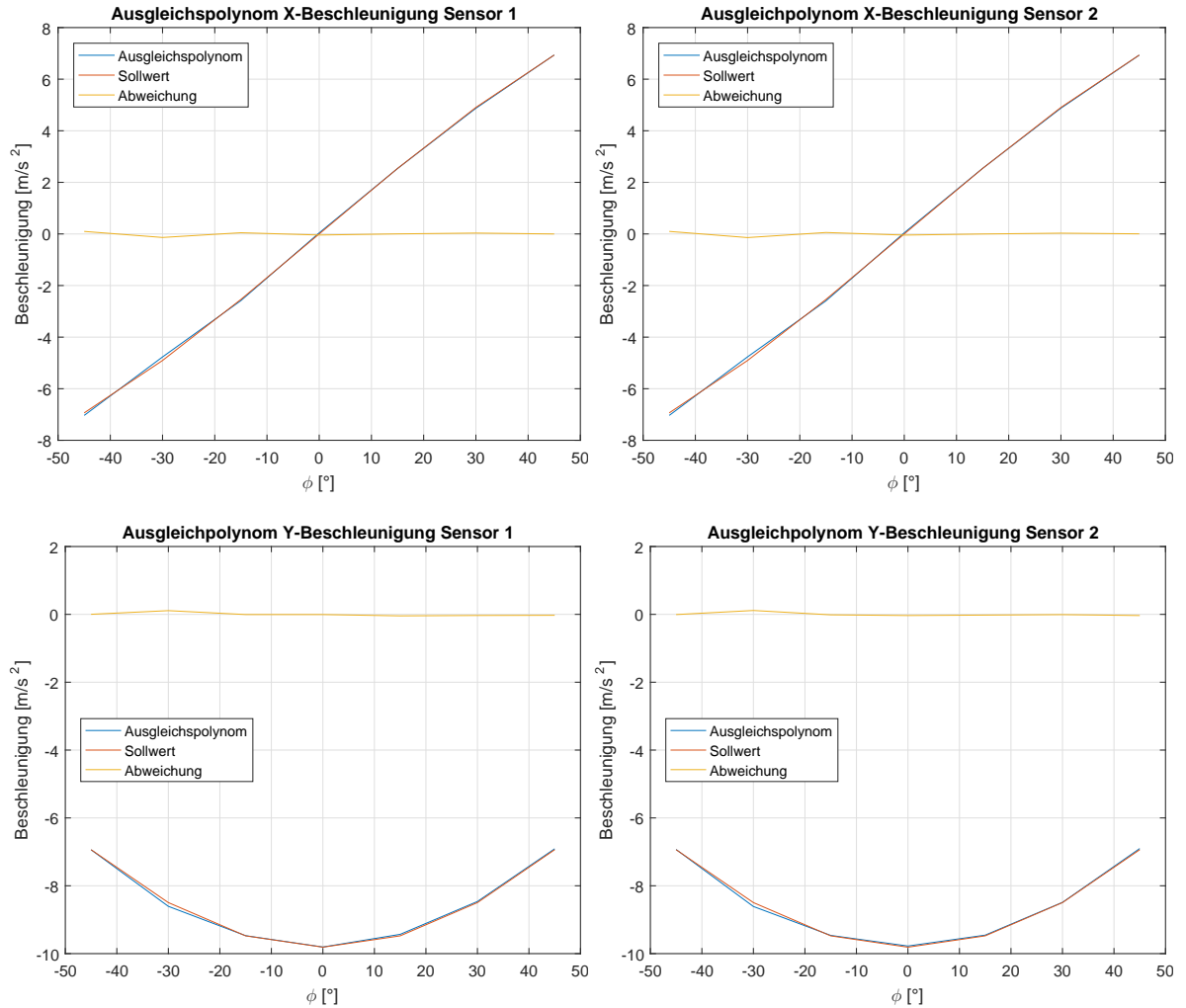
Um das Polynom zur Umrechnung der Beschleunigungswerte zu ermitteln werden sieben Messungen in den fixen Ausfallpositionen  $\phi \in [-45, -30, -15, 0, 15, 30, 45]$  durchgeführt. Pro Position werden  $m = 10000$  Messwerte aufgenommen. Da in der Ruhelage die Beschleunigung lediglich von dem aktuellen Ausfallwinkel abhängt ist der Sollwert für jede Position bekannt. Somit kann ein Polynom erster Ordnung approximiert werden um Mittelwerte der sieben Positionen in die entsprechenden Beschleunigungswerte umzurechnen.

$$\begin{aligned} \ddot{x}_n &\equiv \text{X-Beschleunigung Sensor } n & \ddot{x}_n^R &\equiv \text{X-Rohwert Sensor } n \\ \ddot{y}_n &\equiv \text{Y-Beschleunigung Sensor } n & \ddot{y}_n^R &\equiv \text{Y-Rohwert Sensor } n \end{aligned}$$

$$\ddot{x}_n = p_{x_n}^1 \cdot \ddot{x}_n^R + p_{x_n}^2 \quad | \quad n \in \{1, 2\} \quad (25)$$

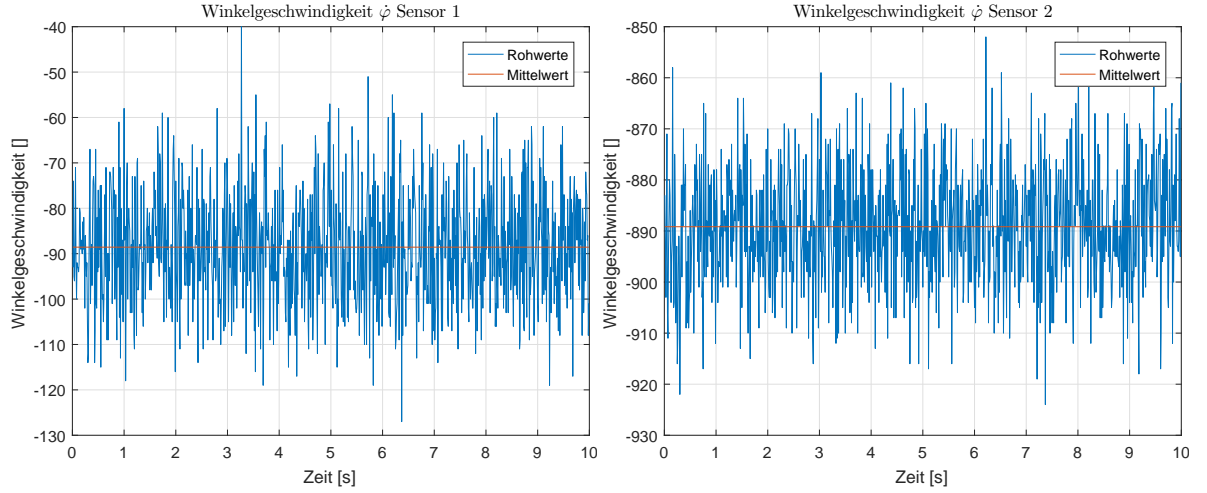
$$\ddot{y}_n = p_{y_n}^1 \cdot \ddot{y}_n^R + p_{y_n}^2 \quad | \quad n \in \{1, 2\} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} p_{x_1}^1 &= -6.082 \cdot 10^{-4} & p_{x_1}^2 &= 0.4412 \\ p_{x_2}^1 &= -6.07 \cdot 10^{-4} & p_{x_2}^2 &= 0.2804 \\ p_{y_1}^1 &= -6.064 \cdot 10^{-4} & p_{y_1}^2 &= 0.1248 \\ p_{y_2}^1 &= -6.089 \cdot 10^{-4} & p_{y_2}^2 &= 0.09182 \end{aligned}$$



#### 4.2.2 Umrechnung der Winkelgeschwindigkeiten

Um die Rohwerte der Gyroskope in Winkelgeschwindigkeiten umzurechnen wird die Würfelseite fixiert und die Winkelgeschwindigkeitswerte der beiden Sensoren aufgenommen. Hierbei werden jeweils



$$\dot{\varphi}_n \equiv \varphi\text{-Geschwindigkeit Sensor } n \quad \dot{\varphi}_n^R \equiv \dot{\varphi}\text{-Rohwert Sensor } n$$

$m = 1000$  Werte aufgenommen. Da der Sollwert  $\dot{\varphi} = 0 \frac{m}{s}$  bekannt ist kann die systematische Messabweichung der Sensoren über den Mittelwert bestimmt werden. Der proportionale Umrechnungsfaktor von Rohdaten zu Winkelgeschwindigkeiten wird dem Datenblatt des Herstellers entnommen.

$$\dot{\varphi}_n = p_{\dot{\varphi}_n^R}^1 \cdot (\dot{\varphi}_n^R + p_{\dot{\varphi}_n^R}^2) \quad (27)$$

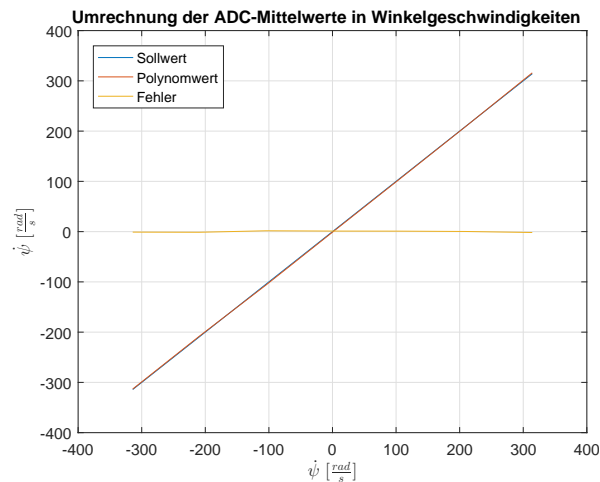
$$\begin{aligned} p_{\dot{\varphi}_1}^1 &= -0.0076 & p_{\dot{\varphi}_1}^2 &= 89 \\ p_{\dot{\varphi}_2}^1 &= -0.0076 & p_{\dot{\varphi}_2}^2 &= 889 \end{aligned}$$

### 4.3 Auswertung der Radgeschwindigkeit $\dot{\psi}$

Der Motortreiber liefert ein analoges Spannungssignal, welches die aktuelle Motorgeschwindigkeit wiedergibt. Um die ADC-Werte in SI-Einheiten umzurechnen wird ein Polynom erster Ordnung benötigt. Hierfür werden mit Hilfe der ESCON-Studio konstante Motorgeschwindigkeiten ( $\dot{\psi} \in \{-3000, -2000, -1000, 0, 1000, 2000, 3000\} [rpm]$ ) gefahren und pro Durchlauf  $m = 500$  ADC-Werte aufgenommen. Über die Mittelwerte der Messungen und die vorgegebenen Radgeschwindigkeiten wird anschließend ein Polynom erster Ordnung approximiert.

$$\dot{\psi} \equiv \text{Geschwindigkeit der Schwungmasse} \quad \dot{\psi}_{ADC} \equiv \text{ADC-Wert}$$

$$\dot{\psi} = -0.5176 \cdot \dot{\psi}_{ADC} + 1017 \quad (28)$$





## 4.4 Filterung der Sensordaten

In der Regel werden Sensoren von Störungen unterschiedlichster Art beeinflusst. In diesem Abschnitt werden das Komplementär- und Kalman-Filter vorgestellt. Hierbei handelt es sich um Methoden der Datenfusion um möglichst präzise Schätzungen der Zustandsgrößen zu erreichen.

Der Ausfallwinkel  $\varphi$  kann über die Auswertung der Beschleunigungswerte berechnet werden. Allerdings weisen diese Sensoren hochfrequente Störanteile auf, welche sich negativ auf die Winkelschätzung auswirken. Alternativ kann die Zustandsgröße  $\varphi$  über die Integration der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}$  gewonnen werden. Die Geschwindigkeit  $\dot{\varphi}$  wird mit Hilfe der beiden Gyroskope gemessen. Allerdings sind diese Messungen von einer systematischen Messabweichung betroffen, welche in die Integration einfließt und somit zu einem langfristigen Drift des Winkels  $\varphi$  führt.

### 4.4.1 Komplementärfilter

Eine der simpelsten Methoden der Signalverarbeitung stellt das s.g. Komplementärfilter dar. Die Grundidee dieses Prinzips besteht darin die einzelnen Sensorsignale mit einem Hoch- oder Tiefpass zu filtern und anschließend zu fusionieren.

In diesem Anwendungsfall wird der Winkel  $\varphi_{Acc}$ , welcher über die Beschleunigungswerte berechnet wird, mit einem Tiefpass gefiltert. Dadurch werden die hochfrequenten Störsignale entfernt. Der zweite Winkelwert  $\varphi_{Gyr}$ , welcher durch die Integration der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}$  gewonnen wird, kann mit Hilfe eines Hochpasses von dem niederfrequenten Störsignal befreit werden.

Dieses Fusionsprinzip führt zu den folgenden Berechnungsschritten.

1. Integration der Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_n$  nach der Trapezregel über das jeweilige Abtastintervall  $t_a$ .

$$\Delta\varphi(n) = \frac{t_a}{2} \cdot (\dot{\varphi}_n + \dot{\varphi}_{n-1}) \quad (29)$$

2. Summation des vorherigen Winkels  $\varphi_{n-1}$  mit der Winkeländerung  $\Delta\varphi_n$ .

$$\varphi_{Gyr,n} = \varphi_{n-1} + \Delta\varphi_{Int,n} \quad (30)$$

3. Berechnung des aktuellen Winkels  $\varphi_n$  mit einem gewählten Gewichtungsfaktor  $\alpha$  und den Winkelschätzungen  $\varphi_{Gyr,n}$  und  $\varphi_{Acc,n}$ .

$$\varphi_n = \alpha \cdot \varphi_{Gyr,n} + (1 - \alpha) \cdot \varphi_{Acc,n} \quad (31)$$

### 4.4.2 Kalman-Filter

Das Kalman-Filter beruht auf dem Prinzip der Zustandsschätzung. Diese Schätzung erfolgt mittels der Messwerte aus Gyroskopen, Beschleunigungssensoren und der darauf folgenden Winkelschätzung. Hierbei greift der Algorithmus auf Methoden der Wahrscheinlichkeitsrechnung zurück. Ist die Varianz eines Messfehlers gegeben, so kann eine Schätzung des tatsächlichen Zustandes vorgenommen werden. In diesem Fall wird mit den linearisierten Bewegungsgleichungen gearbeitet. Dadurch kann das gewöhnliche Kalman-Filter verwendet werden. Für nichtlineare Systeme müssen unterschiedliche Filteralgorithmen, wie beispielsweise das Extended-Kalman-Filter, verwendet werden.

Bezeichnung	Erklärung
$\mathbf{x}_n^*$	Systemzustände
$\hat{\mathbf{x}}_n$	Geschätzte Systemzustände
$\mathbf{u}_n$	Messbare Eingangsgrößen
$\mathbf{v}_n$	Störgrößen
$\mathbf{A}_d$	Systemmatrix, welche den Systemzustand $\hat{\mathbf{x}}_n$ auf den folgenden Zeitschritt abbildet.
$\mathbf{B}_d$	Eingangsmatrix
$\mathbf{C}_d$	Ausgangsmatrix
$\mathbf{P}_n^*$	Kovarianzmatrix von $\mathbf{x}_n^*$ . Legt die Sicherheit der Schätzung fest.
$\hat{\mathbf{P}}_n$	Filterkovarianzmatrix von $\hat{\mathbf{x}}_n$ . Gibt die Gewichtung der Messwerte an.
$\mathbf{Q}_n$	Kovarianzmatrix des Systemrauschens
$\mathbf{R}_n$	Kovarianzmatrix des Messrauschens

Die Berechnung des Kalman-Filters verläuft in zwei Schritten, welche in insgesamt fünf Teile gliedert ist. Zuerst wird der Predikationsschritt durchgeführt, hierbei wird der Predikationsschatzwert  $\mathbf{x}_{n+1}^*$  berechnet, welcher den Systemzustand im folgenden Zeitschritt darstellt. Zusätzlich wird die Predikationskovarianzmatrix  $\mathbf{P}_{n+1}^*$  berechnet, welche angibt wie sicher die Vorhersage im Verhältnis zu dem wahren Systemzustand ist. Im zweiten Abschnitt, der s.g. Korrektur- bzw. Filterschritt, wird die Vorhersage mit Hilfe der neuen Messwerte korrigiert. Hierfür wird zuerst die Verstärkungsmatrix  $\mathbf{K}_{n+1}$  berechnet, welche den Rückkopplungsfaktor der Messwerte wiedergibt. Im Anschluss wird der Endschatzwert des Systemzustandes mit Hilfe des ersten Predikationswertes  $\mathbf{x}_{n+1}^*$  und der Verstärkungsmatrix  $\mathbf{K}_{n+1}$  bestimmt. Zuletzt wird die Varianz des geschätzten Systemzustandes  $\hat{\mathbf{P}}_{n+1}$  berechnet.

#### 1. Predikationsschatzwert

Der Systemzustand zum Zeitpunkt  $n$  ist beschreibbar durch die zeitdiskrete, lineare, stochastische Differenzengleichung

$$\mathbf{x}_{n+1}^* = \mathbf{A}_d \cdot \hat{\mathbf{x}}_n + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}_n + \mathbf{v}_n \quad (32)$$

Die Systemmatrix  $\mathbf{A}$  bildet den Systemzustand  $\hat{\mathbf{x}}$  von Zeitschritt  $n$  auf den folgenden Zeitschritt  $n + 1$  ab. Die Eingangsgrößen  $\mathbf{u}_n$  werden durch die Matrix  $\mathbf{B}$  auf den Systemzustand  $\mathbf{x}_{n+1}^*$  abgebildet. Das Raschen bzw. die äußeren Störeinflüsse werden durch den additiven Term  $\mathbf{v}_n$  representiert.

#### 2. Predikationskovarianzmatrix

Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}_{n+1}^*$  gibt an, wie sicher die Predikation im Verhältnis zu dem wahren Systemzustand ist.

$$\mathbf{P}_{n+1}^* = \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{P}}_n \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_n \quad (33)$$

#### 3. Verstärkungsmatrix

Die Verstärkungsmatrix  $\mathbf{K}_{n+1}$  wird für die Korrektur der Vorhersage verwendet. Sie bestimmt, mit welcher Verstärkung der Messvektor rückgekoppelt wird.

$$\mathbf{K}_{n+1} = (\mathbf{P}_{n+1}^* \cdot \mathbf{C}^T)(\mathbf{C} \cdot \mathbf{P}_{n+1}^* \cdot \mathbf{C}^T + \mathbf{R}_{n+1})^{-1} \quad (34)$$

#### 4. Filterschatzwert

Mit Hilfe der Verstärkungsmatrix  $\mathbf{K}_{n+1}$  und des Predikationswertes  $\mathbf{x}_{n+1}^*$  wird der finale Schätzwert des Systemzustandes zu dem Zeitpunkt  $n + 1$  bestimmt.

$$\hat{\mathbf{x}}_{n+1} = \mathbf{x}_{n+1}^* + \mathbf{K}_{n+1}(\mathbf{y}_{n+1} - \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}_{n+1}^*) \quad (35)$$

#### 5. Filterkovarianzmatrix

Im letzten Schritt wird die Varianz des geschätzten Systemzustandes berechnet.

$$\hat{\mathbf{P}}_{n+1} = \mathbf{P}_{n+1}^* - \mathbf{K}_{n+1} \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{P}_{n+1}^* \quad (36)$$

### 4.4.3 Anwendung des Kalman-Filters

Um die zuvor angesprochenen Nachteile der einzelnen Sensoren auszugleichen, wird nun die Umsetzung eines Kalman-Filters zur Sensorfusion vorgestellt.

Das Kalman-Filter fusioniert den Ausfallwinkel  $\varphi_{Acc}$  aus der Winkelschätzung mit der Winkeländerung  $\Delta\varphi_{Gyr}$ , welche durch Integration der Gyroskopwerte gewonnen wurde. Daraus ergibt sich der gefilterte Winkel  $\hat{\varphi}_n$ . Dieser gefilterte Zustandswert wird für die Berechnung des Regelkreises verwendet.

Als absolute Eingangsgrößen stehen hier zum einen die Winkelschätzung  $\varphi_{Acc}$  und die Winkeländerung  $\Delta\varphi_{Gyr}$  zur Verfügung. Somit kann das fehlerbehaftete Teilsystem durch folgende Gleichungen beschrieben werden, wobei  $v_{Gyr,n}$   $w_{Acc,n}$  die storbehafteten Additionsterme darstellen.

$$\varphi_{n+1} = \varphi_n + \Delta\varphi_{Gyr,n} + v_{Gyr,n} \quad (37)$$

$$\varphi_{Acc,n} = \varphi_n + w_{Acc,n} \quad (38)$$

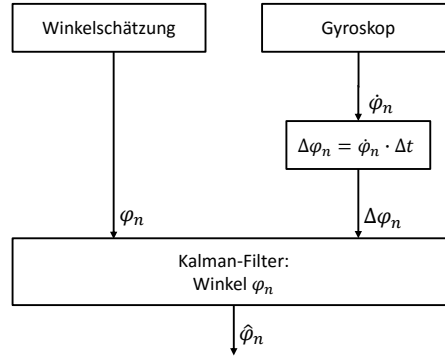


Abbildung 3: Übersicht Kalman-Filter, Quelle: eigene Darstellung

Die bereits vorgestellten Berechnungsschritte können nun auf den spezifischen Anwendungsfall angepasst werden. Da lediglich eine einzelne Zustandsgröße berechnet wird, werden anstelle von Vektoren und Matrizen skalare Größen verwendet.

1. **Prädikationsschätzwert**

$$\varphi_{n+1}^* = \hat{\varphi}_n + \Delta\varphi_{Gyr,n} \quad (39)$$

2. **Prädikationsvarianz**

$$P_{n+1}^* = \hat{P}_{n+1} + \sigma^2(\Delta\varphi_{Gyr,n}) \quad (40)$$

3. **Verstärkungsfaktor**

$$K_{n+1} = \frac{P_{n+1}^*}{P_{n+1}^* + \sigma^2(\varphi_{Acc,n})} \quad (41)$$

4. **Filterschätzwert**

$$\hat{\varphi}_{n+1} = \varphi_{n+1}^* + K_{n+1} \cdot (\varphi_{Acc,n} - \varphi_{n+1}^*) \quad (42)$$

5. **Filtervarianz**

$$\hat{P}_{n+1} = (1 - K_{n+1}) \cdot P_{n+1}^* \quad (43)$$

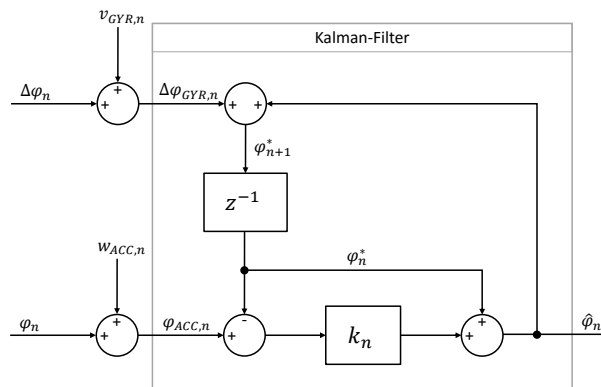


Abbildung 4: Berechnungsablauf Kalman-Filter, Quelle: eigene Darstellung

## 5 Modellbildung und Bestimmung der Systemgrößen

Mit Hilfe der Bewegungsgleichungen aus Abschnitt 3 kann nun eine Zustandsraumdarstellung aufgestellt werden. Hierfür werden die nichtlinearen Terme entsprechend linearisiert. Mit Hilfe der Bewegungsgleichungen bzw. Zustandsraumdarstellung kann ein Simulink-Modell implementiert werden um das Systemverhalten zu simulieren. Mit Hilfe der Zustandsraumdarstellung wird ein Zustandsregler entworfen, welcher an dem Modell erprobt werden kann. Zusätzlich über die Simulation der Einfluss der einzelnen Parameter, Sensorrauschen und Störungen untersucht werden.

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} \quad \mathbf{y} = \begin{pmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} \quad u = T_M \quad (44)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B} \cdot u \quad (45)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{D} \cdot u \quad (46)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB})}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} & \frac{-C_\varphi}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} & \frac{C_\psi}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} \\ \frac{-g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB})}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} & \frac{C_\varphi}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} & \frac{-C_\psi(\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}^2)}{\theta_R^B(\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2)} \end{pmatrix} \quad (47)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{-1}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} \\ \frac{\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}^2}{\theta_R^B(\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2)} \end{pmatrix} \quad \mathbf{C} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad \mathbf{D} = \begin{pmatrix} 0 \end{pmatrix}$$

### 5.1 Identifikation der Parameter

Der Reglerentwurf und die Simulation erfordern eine möglichst präzise Bestimmung der Systemparameter, wie z.B. Längen, Massen, Massenträgheitsmomente und Reibwerte. Die Bestimmung der Längen  $l_{AB}$  und  $l_{AC}$ , der Massen  $m_K$ ,  $m_R$  und  $m_G$ , der Massenträgheitsmomente  $\theta_K^A$  und  $\theta_R^B$  erfolgt über das CAD-Modell. Hierfür werden Bauteile mit einer nicht homogenen Massenverteilung, wie z.B. die Motoren, in separate Baugruppen mit homogener Massenverteilung unterteilt.

#### 5.1.1 Ermittlung des Reibwertes $C_\varphi$

In dem die Schwungmasse fest mit der Würfelseite verbunden wird ergibt sich die folgende Bewegungsgleichung für das Gesamtsystem.

$$(\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}^2) \ddot{\varphi} = g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB}) \sin(\varphi) - C_\varphi \cdot \dot{\varphi} \quad (48)$$

In dem Versuchsaufbau wird das Gesamtsystem nun von einem Startwinkel  $\varphi_0$  losgelassen, woraufhin eine gedämpfte Schwingung entsteht. Mit Hilfe der Sensoren können die Größen  $\varphi$ ,  $\dot{\varphi}$  und  $\ddot{\varphi}$  gemessen werden.

Über die  $n$  Messpunkte ergeben sich die folgenden Vektoren.

$$\boldsymbol{\varphi} = \begin{pmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_n \end{pmatrix} \quad \dot{\boldsymbol{\varphi}} = \begin{pmatrix} \dot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \\ \vdots \\ \dot{\varphi}_n \end{pmatrix} \quad \ddot{\boldsymbol{\varphi}} = \begin{pmatrix} \ddot{\varphi}_1 \\ \ddot{\varphi}_2 \\ \vdots \\ \ddot{\varphi}_n \end{pmatrix} \quad (49)$$

Damit ergibt sich durch Umstellen von 48 die folgende Gleichung.

$$C_\varphi \cdot \dot{\boldsymbol{\varphi}} = g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB}) \sin(\boldsymbol{\varphi}) - (\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}^2) \ddot{\boldsymbol{\varphi}} \quad (50)$$

Mit Hilfe der Methode der kleinsten Fehlerquadrate kann nun der Reibwert  $C_\varphi$  bestimmt werden.

$$C_\varphi = 6.2 \cdot 10^{-3} \cdot \text{kg} \cdot \text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1} \quad (51)$$

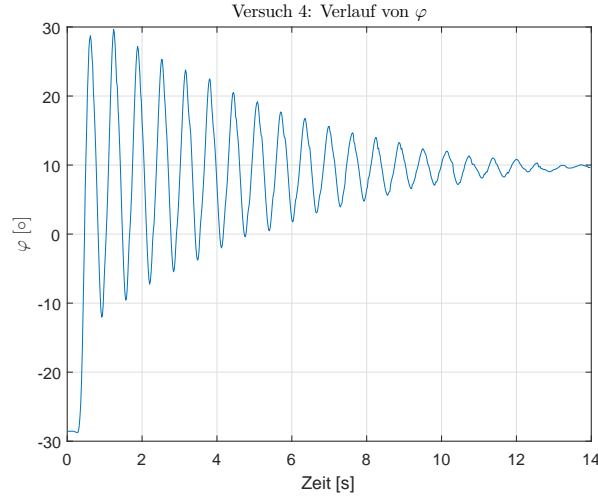


Abbildung 5: Ausfallwinkel der Würfelseite bei Versuch 4, Quelle: eigene Darstellung

### 5.1.2 Ermittlung des Reibwertes $C_\psi$

Im nächsten Versuchsaufbau wird die Würfelseite fixiert ( $\dot{\varphi} = 0$ ). Hierbei beschleunigt der Motor die Schwungmasse mit einem konstanten Drehmoment  $T_M = 10mNm$ .  $T_M$  ist so zu wählen, dass sich die Radgeschwindigkeit  $\dot{\psi}$  in einem Bereich bewegt, welcher dem Arbeitsbereich des geschlossenen Regelkreises entspricht.

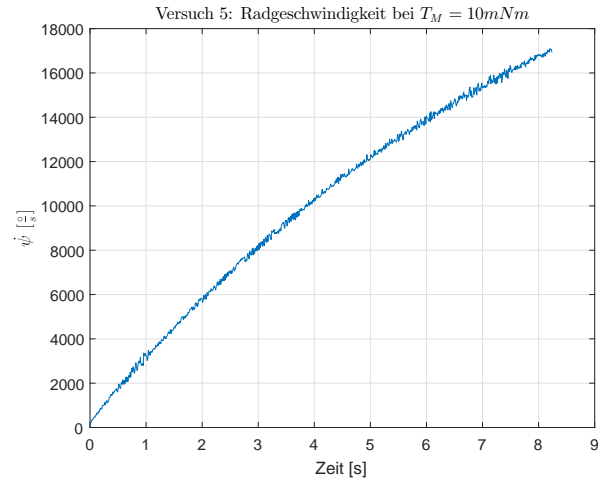


Abbildung 6: Versuch 5: Verlauf der Radgeschwindigkeit, Quelle: eigene Darstellung

Da die Bewegung auf einen Freiheitsgrad beschränkt wurde vereinfacht sich das Modell des Systems auf die folgende Bewegungsgleichung.

$$\theta_R^B \cdot \ddot{\psi} = T_M - C_\psi \cdot \dot{\psi} \quad (52)$$

Im Versuchsverlauf werden bei  $n$  Stützstellen die Werte von  $\psi$ ,  $\dot{\psi}$  und  $\ddot{\psi}$  gemessen. Daraus ergeben sich die folgenden Vektoren.

$$\boldsymbol{\psi} = \begin{pmatrix} \psi_1 \\ \psi_2 \\ \vdots \\ \psi_n \end{pmatrix} \quad \dot{\boldsymbol{\psi}} = \begin{pmatrix} \dot{\psi}_1 \\ \dot{\psi}_2 \\ \vdots \\ \dot{\psi}_n \end{pmatrix} \quad \ddot{\boldsymbol{\psi}} = \begin{pmatrix} \ddot{\psi}_1 \\ \ddot{\psi}_2 \\ \vdots \\ \ddot{\psi}_n \end{pmatrix} \quad (53)$$

Durch Einsetzen von 53 in 52 kann über die Methode der kleinsten Fehlerquadrate wiederum der Reibwert  $C_\psi$  bestimmt werden.

$$C_\psi = 3.1176 \cdot 10^{-5} \cdot kg \cdot m^2 \cdot s^{-1} \quad (54)$$

### 5.1.3 Resultate der Systemidentifikation

An Hand der beschriebenen Versuche und Methoden wurden die folgenden Werte für die Parameter des Gesamtsystems ermittelt.

$$\begin{aligned}l_{AB} &= 0.084m \\l_{AC} &= 0.087m \\m_K &= 0.221kg \\m_R &= 0.09kg \\\theta_K^A &= 2.8 \cdot 10^{-3} kg \cdot m^2 \\\theta_R^B &= 1.1683 \cdot 10^{e-4} \cdot kg \cdot m^2 \\C_\varphi &= 6.2 \cdot 10^{-3} \cdot kg \cdot m^2 \cdot s^{-1} \\C_\psi &= 3.1176 \cdot 10^{-5} \cdot kg \cdot m^2 \cdot s^{-1} \\r_{S1} &= 0.14m \\r_{S2} &= 0.061m\end{aligned}$$

## 5.2 Entwurf des Simulink-Modelles

Dieser Abschnitt erklärt den Aufbau des Simulink-Modelles zur Simulation des Systems. Die oberste Modellschicht besteht aus drei Subsystemen zur Simulation des Motor, der Würfelseite und der Schwungmasse.

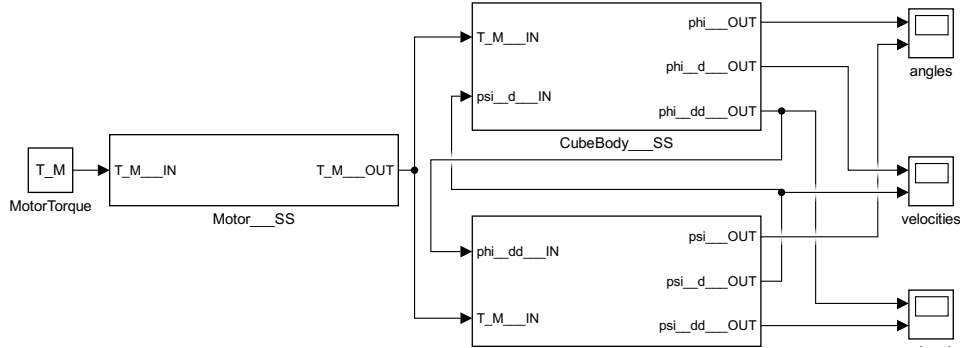


Abbildung 7: Simulink-Modell Übersicht, Quelle: eigene Darstellung

### 5.2.1 Simulation des Motors

Der Motor wird als zwei in Reihe geschaltete PT1-Glieder simuliert. Da der Regler als Stellgröße ein Motormoment berechnet, beträgt die Verstärkung des Motor  $K_M$  in der Simulation den Wert eins. Die Zeitkonstanten der PT1-Glieder sind einerseits die elektrische Zeitkonstante  $T_e$  und die mechanische Zeitkonstante  $T_m$ , wessen Werte dem Datenblatt des Herstellers entnommen werden.

$$K_M = 1 \quad T_e = 0.55ms \quad T_m = 12.4ms \quad (55)$$

### 5.2.2 Simulation der Würfelseite

Die Dynamik der Würfelseite wird von 18 beschrieben.

$$\ddot{\varphi} = \frac{g(m_R \cdot l_{AB}^2 + m_K \cdot l_{AC}) \sin(\varphi) - C_\varphi \cdot \dot{\varphi} + C_\psi \cdot \dot{\psi} - T_M}{\theta_K^A + m_R \cdot l_{AB}^2} \quad (18)$$

Somit ist die Winkelbeschleunigung gleich der Summe der Drehmomente geteilt durch die betroffenen Massenträgheitsmomente. Durch Integration und Rückführung können die einzelnen Drehmomente berechnet werden. Das folgende Modell zeigt die Umsetzung dieser Berechnungsvorschrift in Simulink.

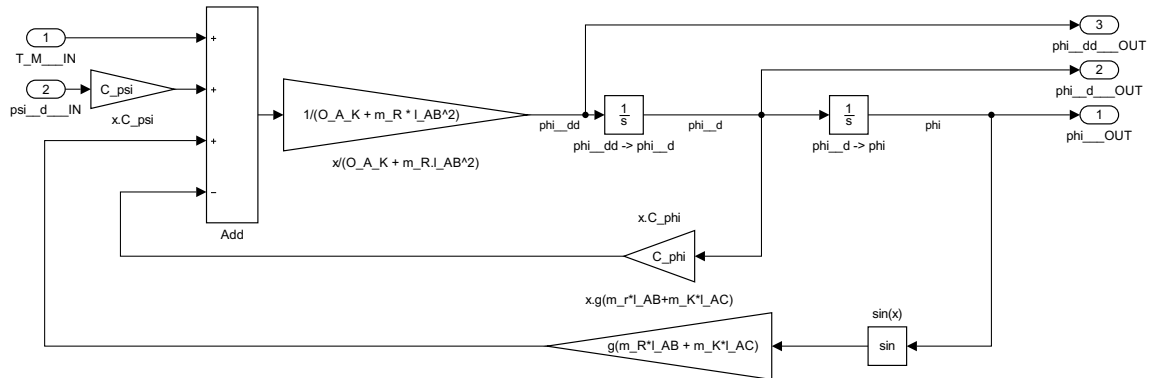


Abbildung 8: Subsystem Würfelseite, Quelle: eigene Darstellung

### 5.2.3 Simulation der Schwungmasse

Die Dynamik der Schwungmasse wird von 19 beschrieben, allerdings wird das Modell vereinfacht indem  $\ddot{\phi}$  nicht substituiert wird.

$$\theta_B^R \cdot \ddot{\psi} = T_M - C_\psi \cdot \dot{\psi} - \theta_R^B \cdot \ddot{\phi} \quad (19)$$

Das Simulink-Modell folgt dem selben Schema wie das Subsystem zur Simulation der Bewegung des Würfelkörpers.

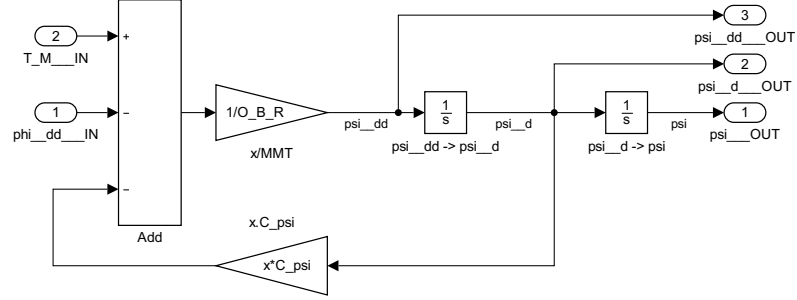


Abbildung 9: Subsystem Schwungmasse, Quelle: eigene Darstellung



## 6 Reglerentwurf

In dem folgenden Abschnitt wird der Entwurf eines Reglers vorgestellt, welcher auf der Rückführung des Zustandsvektors basiert. Im ersten Teil wird die analytische Bestimmung der Parameter erläutert, daraufhin wird der Regler im zweiten Teil an dem Prototyp erprobt und validiert.

### 6.1 Analytische Bestimmung der Reglerparameter

Mit Hilfe der Zustandsraumdarstellung kann über die Rückführung des Zustandvektors eine Regelung entworfen werden. Das folgende Blockschaltbild zeigt den Zusammenhang der Systemmatrizen und der Reglermatrix  $\mathbf{F}$ , welche zur Berechnung der Stellgröße  $u = T_M$  dient.

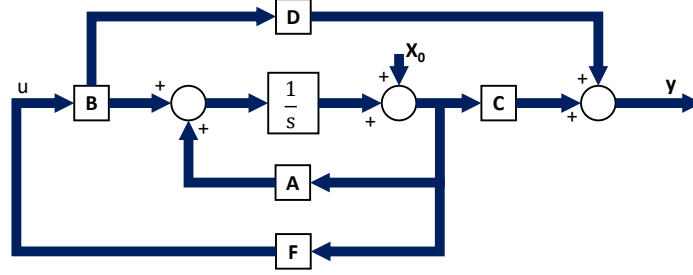


Abbildung 10: Blockschaltbild Regelkreis, Quelle: eigene Darstellung, Inhalt aus [13]

Die Stellgröße  $u$  wird von einem Mikrokontroller mit einer Abtatsperiod  $T_a = 20ms$  berechnet. Folglich handelt es sich um eine digitale Regelung. Um das Verhalten des diskreten Systems zu beschreiben müssen die diskreten Systemmatrizen  $\mathbf{A}_d$ ,  $\mathbf{B}_d$ ,  $\mathbf{C}_d$  und  $\mathbf{D}_d$  berechnet werden. Hierfür gilt nach [13]:

$$\mathbf{S} = T_a \sum_{v=0}^{\infty} \mathbf{A}^v \frac{T_a^v}{(v+1)!} \quad (56)$$

$$\mathbf{A}_d = \mathbf{I} + \mathbf{S} \cdot \mathbf{A} \quad (57)$$

$$\mathbf{B}_d = \mathbf{S} \cdot \mathbf{B} \quad (58)$$

$$\mathbf{C}_d = \mathbf{C} \quad (59)$$

$$\mathbf{D}_d = \mathbf{D} \quad (60)$$

Die Reglermatrix  $\mathbf{F}$  wird als optimaler Zustandsregler nach dem quadratischen Gütekriterium entworfen. Die diskrete Gütefunktion für dieses System lautet:

$$I = \sum_{k=1}^{\infty} \mathbf{x}^T(k) \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{x}(k) + R \cdot u(k)^2 \quad (61)$$

Die Matrizen  $\mathbf{Q}$  und  $\mathbf{R}$  stellen Gewichtungen der Zustands- und Stellgrößen dar. Die Ausgangswerte dieser Matrizen werden mit der Faustformel nach ([14]) berechnet. Ggf. können die Werte anschließend angepasst werden um die Reglergüte weiter zu verbessern.

$$\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} \frac{1}{(\varphi_{max})^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{(\dot{\varphi}_{max})^2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{(\psi_{max})^2} \end{pmatrix} \quad (62)$$

$$R = \left( \frac{1}{(T_{M,max})^2} \right) \quad (63)$$

Die Reglermatrix  $\mathbf{F}$  muss die Eigenschaft besitzen die Gütefunktion (61) zu minimieren. Dieses Problem wird mit Hilfe von der Matlab-Funktion *lqr* numerisch gelöst.

## 6.2 Verifizierung des Reglers an dem 1D-Prototyp

Mit Hilfe von Matlab wurden die Werte der Reglermatrix  $\mathbf{F}$  berechnet.

$$\mathbf{F} = \begin{pmatrix} 0.8821 & 0.1386 & 0.0002 \end{pmatrix} \quad (64)$$

Somit lässt sich das Motormoment  $T_{M,n}$  durch die Rückführung des Zustandsvektors  $\mathbf{x}_n$  über die Reglermatrix  $\mathbf{F}$  berechnen.

$$T_{M,n} = \mathbf{F} \cdot \mathbf{x}_n \quad (65)$$

Der Regler wird zuerst mit Hilfe eines Simulink-Modelles in der Simulation überprüft. Anschließend wird der geschlossene Regelkreis auf den Prototyp übertragen. Hierbei ist zu beachten, dass bei der Modellierung des Systemverhaltens die Annahme getroffen wurde, dass der Schwerpunkt des Systems auf dessen Y-Achse liegt. Durch den unsymmetrischen Aufbau ist dies allerdings nicht der Fall, somit ergibt sich das folgende Gravitationsmoment  $M_G$ , wobei der Winkel  $\varphi_{cog}$  den Winkel zwischen Y-Achse und Schwerpunkt der Würfelseite bezeichnet.

$$M_G = g(m_K \cdot l_{AC} + m_R \cdot l_{AB}) \cdot \sin(\varphi + \varphi_{cog}) \quad (66)$$

Somit muss ein konstantes Motormoment erzeugt werden, um die Würfelseite bei dem Sollwinkel  $\varphi = 0$  zu halten. Dadurch wird die Schwungmasse konstant beschleunigt, weshalb die Schwungmasse nicht vollständig zum Stillstand kommen kann. Deshalb muss für die Berechnung des Drehmomentes der Winkel  $\varphi_{cog}$  zu der Zustandsgröße  $\varphi$  addiert werden.

$$T_{M,n} = \mathbf{F} \cdot \begin{pmatrix} \varphi + \varphi_{cog} \\ \dot{\varphi} \\ \dot{\psi} \end{pmatrix} \quad (67)$$

Da die Winkelgeschwindigkeit der Schwungmasse  $\dot{\psi}$  nur dann verschwindet wenn das Motormoment gleich null ist, kann der Wert von  $\varphi_{cog}$  empirisch ermittelt werden.

Die folgenden Abbildungen zeigen den Verlauf der Winkelgeschwindigkeiten  $\dot{\varphi}$  und  $\dot{\psi}$ . Hier zeigt sich, dass die Radgeschwindigkeit  $\dot{\psi}$  nicht gegen null konvergiert. Mögliche Ursachen für dieses Verhalten sind neben der unsymmetrischen Konstruktion, die ungefilterten Werte von  $\dot{\varphi}$  und  $\dot{\psi}$ , da deren Rauschsignale die Regelung negativ beeinflussen. Weiter können systematische Messabweichungen der Zustandsgrößen zu einer nicht verschwindenden Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\psi}$  führen.

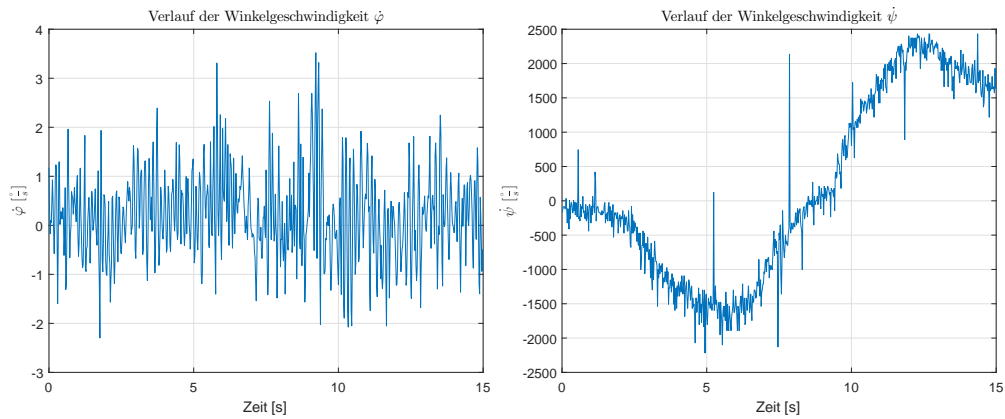


Abbildung 11: Verlauf von  $\dot{\varphi}$  und  $\dot{\psi}$ , Quelle: eigene Darstellung

Die nächste Abbildung zeigt den Verlauf des Winkels  $\varphi$ , wobei die Werte der Winkelschätzung, des Komplementärfilters und des Kalman-Filters aufgezeigt sind. Hier lässt sich deutlich erkennen wie stark das rauschbehaftetes Signal der Winkelschätzung durch die jeweiligen Filter geglättet wird. Ein direkter Vergleich der beiden Filter ist ohne ein absolutes Referenzsignal nur schwer möglich.

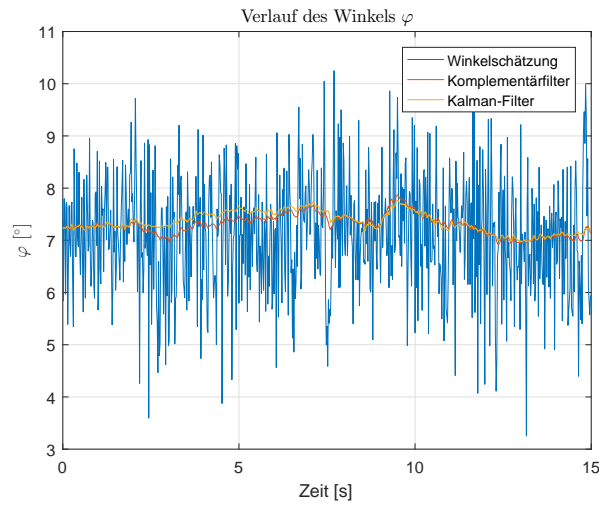


Abbildung 12: Verlauf von  $\varphi$ , Quelle: eigene Darstellung

## 7 Aufspringen

Das Aufspringen der Würfelseite wird durch das abrupte bremsen der Schwungmasse ermöglicht. Hierbei wird der Drehimpuls der Schwungmasse auf das Gesamtsystem übertragen. Dieser Vorgang kann als nicht elastischer Stoß modelliert werden. Somit ergibt sich aus dem Drehimpulserhaltungssatz folgende Gleichung, wobei  $\dot{\varphi}_B$  die Winkelgeschwindigkeit der Würfelseite nach dem Bremsen und  $\dot{\psi}_B$  die Winkelgeschwindigkeit der Schwungmasse vor dem Bremsen darstellt.

$$(\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}) \cdot \dot{\varphi}_B = \theta_R^B \cdot \dot{\psi}_B \quad (68)$$

Um die Würfelseite von der Ruhelage ( $\varphi_R = \pm \frac{\pi}{4}$ ) zu dem Gleichgewichtspunkt ( $\varphi_G = 0$ ) zu bewegen muss Arbeit verrichtet werden. Diese Arbeit  $W$  ist gleich der Änderung der potentiellen Energie von der Ruhelage hin zu dem Gleichgewichtspunkt.

$$W = V(\varphi_G) - V(\varphi_R) = g(m_K + m_R)l_{AC} \cdot (\cos(\varphi_G) - \cos(\varphi_R)) \quad (69)$$

Auf Grund des Energieerhaltungssatzes muss die kinetische Energie des Gesamtsystemes nach dem Bremsvorgang gleich der zu leistenden Arbeit sein um die Würfelseite aufzurichten. Somit kann der Zusammenhang von  $\dot{\varphi}_B$  und der Arbeit  $W$  wie folgt beschrieben werden.

$$\frac{1}{2}(\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB})\dot{\varphi}_B^2 = g(m_K + m_R)l_{AC} \cdot (1 - \frac{1}{\sqrt{2}}) \quad (70)$$

Mit Hilfe der Gleichungen (70) und (68) kann nun die notwendige Bremsgeschwindigkeit  $\dot{\psi}_B$  berechnet werden.

$$\dot{\psi}_B = \sqrt{(2 - \sqrt{2})(m_R + m_K) \cdot l_{AC} \cdot g \cdot \frac{\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}}{\theta_R^{B^2}}} \quad (71)$$

Das obige Modell geht von der Annahme aus, dass es sich um einen perfekt nicht elastischen Stoß handelt und bei der Bewegung der Würfelseite keine Energie verloren geht. Somit besteht eine Abweichung des Modells von den realen Bedingungen. Um diese Abweichungen zu minimieren wird ein, an den Gradientenabstieg angelehnter, Lernalgorithmus implementiert. Nach dem Abbremsen der Schwungmasse werden die Größen  $\varphi$  und  $\dot{\varphi}$  beobachtet. Tritt ein Nulldurchgang von  $\varphi$  auf bedeutet dies, dass die Anfangsgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_B$  und somit die Radgeschwindigkeit  $\dot{\psi}_B$  zu hoch waren. Tritt jedoch ein Nulldurchgang von  $\dot{\varphi}$  auf, folgt, dass  $\dot{\varphi}_B$  und  $\dot{\psi}_B$  zu niedrig waren. In beiden Fällen kann die Änderung der Energie  $\Delta E$ , welche nötig ist um den Zielpunkt zu erreichen, berechnet werden.

$$\Delta E = \begin{cases} (1 - \cos(\varphi_0))(m_K + m_r)l_{AC} \cdot g & | \dot{\varphi} = 0 \\ -\frac{1}{2}(\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}) \cdot \dot{\varphi}_0^2 & | \varphi = 0 \end{cases} \quad (72)$$

Mit Hilfe der Drehimpuls- (68) und Energieerhaltung (70) wird nun aus der Energieänderung  $\Delta E$  die nötige Änderung der Radgeschwindigkeit  $\Delta \dot{\psi}_B$  berechnet.

$$\pm \Delta \dot{\psi}_B = \sqrt{2 \cdot \frac{\theta_K^A + \theta_R^B + m_R \cdot l_{AB}}{\theta_R^{B^2}} \cdot \Delta E} \quad (73)$$

Die Konvergenz des Lernalgorithmus gegen den Zielwert wird empirisch bewiesen, hierfür ist allerdings das hinzufügen einer Lernrate  $\mu$  erforderlich. Daraus ergibt sich letztendlich folgende Vorschrift um den aktuellen Wert der Bremsgeschwindigkeit  $\dot{\psi}_B$  zu bestimmen.

$$\dot{\psi}_B := \dot{\psi}_B + \mu \cdot \Delta \dot{\psi}_B \quad | \quad 0 < \mu \leq 1 \quad (74)$$

## Literatur

- [1] Mohanarajah Gajamohan, Michael merz, Igor Thommen, Raffaello D’Andrea: The Cubli: A Cube that can Jump Up and Balance
- [2] Mohanarajah Gajamohan, Michael Muehlbach, Tobias Widmer, Raffaello D’Andrea: The Cubli: A Reaction Wheel Based 3D Inverted Pendulum
- [3] Michael Muehlbach, Gajamohan Mohanarajah, Raffaello D’Andrea: Nonlinear Analysis and Control of a Reaction Wheel-based 3D Inverted Pendulum
- [4] Wolfgang Nolting: Grundkurs Theoretische Physik 1 - Klassische Mechanik
- [5] Wolfgang Nolting: Grundkurs Theoretische Physik 2 - Analytische Mechanik
- [6] Thomas R. Kane: Dynamics - Theory and Applications
- [7] Fernando Puente León, Sebastian Bauer: Praxis der digitalen Signalverarbeitung
- [8] Josef Hoffmann, Franz Quint : Simulation technischer linearer und nichtlinearer Systeme mit MATLAB/Simulink
- [9] Herbert Schlitt: Systemtheorie für stochastische Prozesse
- [10] Marin Meyer: Signalverarbeitung - Analoge und digitale Signale, Systeme und Filter
- [11] Ottmar Beucher: Signale und Systeme - Theorie, Simulation und Anwendung
- [12] Heinz Unbehauen: Regelungstechnik 1 - Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme
- [13] Heinz Unbehauen: Regelungstechnik 2 - Zustandsregelungen, digitale und nichtlineare Regelsysteme
- [14] Joao P. Hespanha: Lecture notes on LQR/LQG controller design
- [15] Tom M. Mitchell: Machine Learning
- [16] Christopher Bishop: Pattern Recognition and Machine Learning