



Technische
Hochschule
Nürnberg

Fakultät Elektrotechnik
Feinwerktechnik
Informationstechnik



IFZN

Institut für Fahrzeugtechnik
Nürnberg

Entwicklung einer schnellen Positionsregelung für einen hochdynamischen Aktuator unter Störeinflüssen durch Druckpulsationen

Masterarbeit

im Studiengang Elektronische und Mechatronische Systeme

vorgelegt von

Changlai Bao

Matrikelnummer: 3834688

Erstprüfer: Prof. Dr. Georgios Bikas

Zweitprüfer: Prof. Dr. Bernhard Wagner

© 2026

Dieses Werk einschließlich seiner Teile ist **urheberrechtlich geschützt**. Jede Verwertung außerhalb der engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes ist ohne Zustimmung des Autors unzulässig und strafbar. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

Abstract

The continuous optimization of thermochemical drives and the research of alternative fuels require highly precise and extremely fast electromechanical valvetrains. At the Institute for Automotive Engineering Nuremberg (IFZN) of the Technische Hochschule Nürnberg, a direct-drive linear voice coil actuator (VCA) is utilized for this purpose within the framework of a DFG-funded project. During engine operation, this system is subjected to massive, speed-dependent aerodynamic pressure pulsations. While the previously employed PID controller exhibits robust disturbance rejection against these highly dynamic interferences, it requires an extremely time-consuming and extensive manual retuning (via complex gain-scheduling lookup tables) for various operating conditions, severely restricting the straightforward handling of the system.

The objective of this thesis is the development and simulative validation of advanced, real-time capable control architectures targeted for a Beckhoff Embedded System to overcome these limitations. For this purpose, a detailed non-linear plant model was developed in MATLAB/Simulink. To guarantee maximum realism for the simulation, historical flowbench data was analyzed to mathematically reconstruct the actual, high-frequency disturbance force profiles using inverse dynamics.

This thesis systematically designs and compares two modern control strategies: a Linear-Quadratic Regulator (LQR) and a Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC). Crucially, both architectures are augmented with a discrete Linear Extended State Observer (LESO). The quantitative and qualitative results of the Model-in-the-Loop (MiL) simulations clearly demonstrate that both control strategies gracefully overcome the limitations of the PID controller. The LESO estimates unknown aerodynamic disturbances and system nonlinearities in real-time, allowing the controllers to proactively compensate for them. This results in significantly reduced tracking errors and an operating-point-independent tracking performance, combined with a smooth, hardware-friendly control effort.

Kurzfassung

Die kontinuierliche Optimierung thermochemischer Antriebe und die Erforschung alternativer Kraftstoffe erfordern hochpräzise und extrem schnelle elektromechanische Ventiltriebe. Am Institut für Fahrzeugtechnik Nürnberg (IFZN) der Technischen Hochschule Nürnberg wird hierfür im Rahmen eines DFG-geförderten Forschungsprojektes ein direkt angetriebener, linearer Voice-Coil-Aktor (VCA) eingesetzt. Im motorischen Betrieb unterliegt dieses System massiven, drehzahlabhängigen aerodynamischen Druckpulsationen. Der bisher eingesetzte PID-Regler weist zwar eine valide Störunterdrückung gegenüber diesen hochdynamischen Einflüssen auf, erfordert jedoch eine iterative und immense zeitaufwendige manuelle Umparametrierung (Gain-Scheduling über komplexe Kennfelder) für variierende Motorbetriebspunkte. Dies beeinträchtigt eine unkomplizierte Handhabung des Systems beträchtlich.

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung und simulative Validierung fortschrittlicher, echtzeitfähiger Regelungsarchitekturen für ein Beckhoff-Embedded-System, um die genannten Limitierungen zu überwinden. Hierfür wurde ein detailliertes nichtlineares Streckenmodell in MATLAB/Simulink entworfen. Um ein Höchstmaß an Realitätsnähe für die Simulation zu garantieren, wurden historische Prüfstandsdaten analysiert und die dominanten, hochfrequenten Störkraftprofile mittels inverser Dynamik mathematisch rekonstruiert.

Die vorliegende Arbeit entwirft und vergleicht systematisch zwei moderne Regelungsstrategien: einen linear-quadratischen Regler (LQR) und das Konzept der Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC). Maßgeblich für beide Architekturen ist die Implementierung eines diskreten linearen erweiterten Zustandsbeobachters (LESO). Die quantitativen und qualitativen Ergebnisse der Model-in-the-Loop-Simulationen (MiL) zeigen deutlich, dass beide Regelungsstrategien die konventionellen Limitierungen des PID-Reglers kompensieren können. Der LESO schätzt dazu die unbekanntenen aerodynamischen Störungen sowie Systemnichtlinearitäten in Echtzeit und gleicht diese proaktiv aus. Dies resultiert in einem signifikant reduzierten Schleppfehler und einer betriebspunktunabhängigen Trajektorienfolgeregelung bei gleichzeitig materialschonendem, glattem Stellaufwand.

Inhaltsverzeichnis

Abstract	iii
Kurzfassung	v
1. Einleitung	1
1.1. Motivation und Ausgangslage	1
1.2. Problemstellung	2
1.3. Zielsetzung und Methodik	3
1.4. Aufbau der Arbeit	4
2. Theoretische Grundlagen	7
2.1. Physikalische Modellierung des Voice Coil Aktors (VCA)	7
2.1.1. Elektromechanisches Wirkungsprinzip und Lorentzkraft	8
2.1.2. Das Induktionsgesetz und die Gegen-EMK	8
2.1.3. Differentialgleichungen des gekoppelten Systems	9
2.2. Grundlagen der klassischen PID-Regelung	10
2.3. Grundlagen des Linearen Erweiterten Zustandsbeobachters (LESO)	11
2.3.1. Das Konzept der Gesamtstörung	11
2.3.2. Beobachterentwurf, Beobachtbarkeit und Bandbreiten-Parametrisierung	11
2.4. Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC)	12
2.4.1. Feedback-Linearisierung und Kompensation	12
2.4.2. Design des PD-Reglers und Robustheit	13
2.5. Linear-Quadratischer Regler (LQR) mit LESO	14
2.5.1. Die quadratische Kostenfunktion und Hamilton-Formalismus	14
2.5.2. Die algebraische Riccati-Gleichung (ARE)	15
2.5.3. LESO-basierte LQR-Optimierung und Vorsteuerung	15
2.6. Grundlagen der zeitdiskreten Systeme und Diskretisierung	15
2.6.1. Zero-Order-Hold	16
2.6.2. Numerische Integration durch Euler-Vorwärts-Verfahren	16
3. Systemanalyse und Modellbildung	17
3.1. Modellierung realer physikalischer Restriktionen	17
3.1.1. Mechanische Endanschläge	17
3.1.2. Implementierung von Bauteiltoleranzen (Parametrische Unsicherheiten)	18

3.2. Struktur des Open-Loop-Simulationsmodells	19
3.2.1. Nichtlineare Kraftkonstante $K_F(x)$ und Lookup-Table	19
3.2.2. Aufbau des Systemmodells	20
3.3. PI-Stromregelkreis	20
3.3.1. Spannungsmodell statt Strommodell	21
3.3.2. Parametrierung des PI-Reglers	21
3.3.3. Validierung durch Open-Loop-Simulation	22
3.4. Datenerfassung und Störgrößenrekonstruktion	22
3.4.1. Methodik 1: Direkte Messung über Differenzdrucksensor (Diff)	24
3.4.2. Methodik 2: Synthetischer Wirkdruck (Bf, Diff, Af)	24
3.4.3. Methodik 3: Inverse Dynamik aus elektromechanischen Zuständen	24
3.4.4. Vergleich und Auswertung der Rekonstruktionsmethoden	26
3.5. Systemvalidierung und Parameteridentifikation	27
3.5.1. Der Cutoff-Test zur Offenlegung unmodellierter Dynamiken	27
3.5.2. Identifikation der aerodynamischen Steifigkeit	27
3.6. Implementierung einer mechanischen Feder	28
4. Entwurf der Regelungsarchitektur	31
4.1. Linearer Trajektoriengenerator (LTD)	31
4.1.1. Mathematische Implementierung des LTD	32
4.2. Entwurf des diskreten Erweiterten Zustandsbeobachters (LESO)	34
4.2.1. Beobachtermatrizen und physikalisches Vorwissen	34
4.2.2. Zero-Order Hold (ZOH) des LESO	35
4.3. Reglerparametrisierung und Strukturentwurf	36
4.3.1. Parametrisierung und Strukturentwurf des LADRC	36
4.3.2. Parametrisierung und Strukturentwurf des LQR	37
5. Simulationsergebnisse und Bewertung	39
5.1. Solver-Konfiguration und Echtzeitfähigkeit	39
5.2. Ergebnisse im Open Loop	39
5.2.1. Passives Verhalten unter Störeinfluss (0A-Test)	39
5.2.2. Max. Strom und Endlagen-Kollision (2,9A-Test)	40
5.3. Ergebnisse im Closed Loop	41
5.3.1. Folgeverhalten ohne Störungen	42
5.3.2. Folgeverhalten unter einer konstanten Störkraft	44
5.3.3. Folgeverhalten unter Druckpulsationen	45
5.3.4. Robustheitsanalyse unter parametrischen Unsicherheiten	65
6. Zusammenfassung und Ausblick	71
6.1. Zusammenfassung der Arbeit	71
6.2. Ausblick	72

A. MATLAB-Skripte	75
A.1. Initialisierungsskript (Start.m)	75
A.1.1. System Parameter Definition	75
A.1.2. LESO Koeffizienten Berechnung	76
A.1.3. LADRC Koeffizienten Berechnung	76
A.1.4. LQR Koeffizienten Berechnung	77
A.2. Störkraftberechnung	77
A.3. Linearer Trajektoriengenerator (LTD)	78
B. Datenblatt des Voice Coil Aktors	79
Abbildungsverzeichnis	81
Tabellenverzeichnis	85
Skriptenverzeichnis	87
Literaturverzeichnis	89
Abkürzungsverzeichnis	93
Eidesstattliche Erklärung	95

1. Einleitung

1.1. Motivation und Ausgangslage

Die globale Energiewende und die stetig strenger werdenden internationalen Emissionsgesetzgebungen zwingen die Automobil- und Motorenindustrie zu tiefgreifenden technologischen Innovationen. Das Institut für Fahrzeugtechnik Nürnberg (IFZN) an der Technischen Hochschule Nürnberg bietet vielseitige Forschungsthemen und ist auf die Prototypenentwicklung spezialisiert. Im Labor für Verbrennungskraftmaschinen (VKM) wird im Rahmen eines aktuellen, von der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG) geförderten Forschungsprojektes ein vollvariabler elektromechanischer Ventiltrieb zur hochdynamischen und exakten Positionsregelung für die Steuerung der Einlassluftmasse am Motorprüfstand entwickelt und erforscht.

Für die exakte Positionsregelung eines Ventils der Einlassleitung am speziellen BMW M43 Motor wird in dem neu entwickelten Prototyp ein linearer Voice-Coil-Aktor (VCA) der Firma Sensata Technologies eingesetzt. Dieser spezielle elektromechanische Motortyp zeichnet sich durch eine extrem geringe bewegte Masse, das Fehlen einer mechanischen Kommutierung und die völlige Abwesenheit von mechanischer Hysterese aus. Diese physikalischen Eigenschaften ermöglichen theoretisch höchste Stellgeschwindigkeiten und eine unendlich feine Positionsauflösung, was den VCA zur idealen Hardware für diesen vollvariablen Ventiltrieb macht. Der in dem Venturi-Rohr montierte VCA steuert das Einlassventil, wie in Abbildung 1.1 dargestellt.

Eine zentrale technische Herausforderung im realen motorischen Betrieb besteht jedoch in der Kehrseite dieses direkten Antriebskonzepts. Da kein mechanisches Getriebe zur Kraftuntersetzung und Selbsthemmung vorhanden ist, wirken äußere Kräfte völlig ungedämpft auf den Aktorkolben zurück. Der Aktuator ist im Strömungsprüfstand extremen Störeinflüssen durch aerodynamische Druckpulsationen ausgesetzt. Diese Störkräfte, die durch die periodischen Gasschwingungen der Ein- und Auslassventile im Ansaug- oder Abgastrakt entstehen, stellen ein hochkomplexes Störprofil dar. Sie variieren sowohl in ihrer Amplitude als auch in ihrer Frequenz stark in Abhängigkeit von der jeweiligen Motordrehzahl, dem Ladedruck und dem momentanen Lastzustand des Verbrennungsmotors.

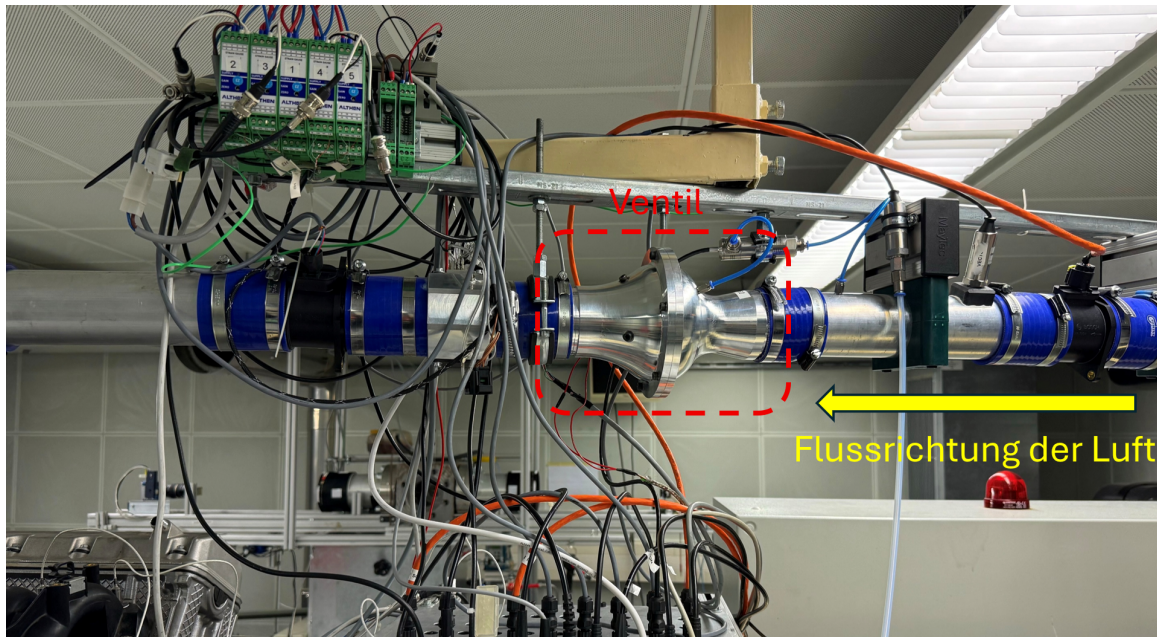


Abbildung 1.1.: Venturi-Rohr am Prüfstand des Labors für VKM

1.2. Problemstellung

Das bisherige informationstechnische Steuerungssystem des Prototyps basiert auf einem klassischen PID-Regler (Proportional-Integral-Derivativ). Umfassende messtechnische Analysen des bestehenden Systems am Strömungsprüfstand haben gezeigt, dass der PID-Regler eine bemerkenswert gute Störunterdrückung aufweist und in der Lage ist, die Ventilposition sehr robust gegenüber den anliegenden aerodynamischen Belastungen sowie hochdynamischen Trajektorienvorgaben zu regeln. Die grundlegende Herausforderung der aktuellen Architektur liegt folglich nicht in mangelnder Regelgüte, sondern maßgeblich in der enormen Komplexität der Reglerapplikation.

Ein singularär ermittelter, stationärer PID-Parametersatz, bestehend aus invarianten Werten für alle Parameter (K_p , K_i und K_d), beispielsweise für den Leerlauf bei niedrigen Drehzahlen, verliert schlagartig seine Gültigkeit und Zuverlässigkeit, sobald der Verbrennungsmotor in transiente oder stark abweichende Hochlastbereiche (hohe Drehzahlen) übergeht. Das kontinuierlich modulierende Frequenzspektrum und die fluktuierende Amplitude der äußeren Störkräfte erzwingen in der Praxis ein äußerst aufwendiges und zeitintensives manuelles Regler-Tuning. Um den aktuellen Regler stabil zu halten, müssen komplexe Kennfeld-Interpolationstabellen erstellt werden, die eine Vielzahl ermittelter Motorbetriebspunkte abdecken. Hierbei wächst der Abstimmungsaufwand am Prüfstand bei jeder wesentlichen mechanischen Änderung der Systemanordnung exorbitant.

Selbst wenn der PID-Regler die Leistungsforderungen punktuell erfüllen kann, wird ein methodischer Paradigmenwechsel im Reglerentwurf obligatorisch, um die geforderte Anpassungsfähigkeit, hohe Störunterdrückung und Sicherheit im gesamten Betriebsbereich moderner Verbrennungsmotoren mit minimiertem Parametrierungsaufwand gewährleisten zu können.

1.3. Zielsetzung und Methodik

Die Hauptaufgabe dieser Masterarbeit besteht in der theoriegeleiteten Entwicklung einer hochdynamischen, ausfallsicheren und extrem robusten Positionsregelung für den beschriebenen VCA unter den komplexen, drehzahlabhängigen Störeinflüssen des Motorprüfstands.

Anstatt sich auf das heuristische Tuning eines einzigen Algorithmus zu beschränken, ist das erklärte Ziel dieser Arbeit, fortschrittliche Regelungsstrategien systematisch zu entwerfen, in einem digitalen Zwilling zu simulieren und wissenschaftlich fundiert vergleichend zu bewerten. Das grundlegende Vorhaben bezweckt dabei die Konstruktion fortschrittlicher Regelungsalgorithmen, welche hinsichtlich Performance und robuster Störkompensation dem aktuellen PID-Regler mindestens ebenbürtig sind, den Parametrierungs- und Kalibrierungsaufwand für die Entwicklungsingenieure jedoch maßgeblich minimieren.

Um diese Zielvorgabe effektiv in ein technisch umsetzbares Rahmenwerk zu übersetzen, orientiert sich die methodische Vorgehensweise dieser Arbeit strukturell am V-Modell, dem etablierten Standard für die Entwicklung komplexer mechatronischer und softwareintensiver Systeme [1]. Der Fokus dieser theoretischen Masterarbeit liegt hierbei maßgeblich auf der Spezifikation und Systemarchitektur sowie der anschließenden modellbasierten Validierung in der tiefsten Stufe des V-Modells. Abbildung 1.2 veranschaulicht das Konzept des V-Modells.

Die fundamentale Ausgangsbasis im Spezifikationsbereich des V-Modells bildet eine akribische Systemidentifikation sowie die mathematische Modellbildung. Im ersten Schritt wird ein detailliertes, stark nichtlineares Simulink-Leistungsmodell des digitalen Zwillings abgeleitet. Dem absteigenden Ast des V-Modells folgend geht die Modellbildung in den theoriezentrierten Softwareentwurf über. Den dominanten Schwerpunkt der funktionalen Absicherung am unteren und aufsteigenden Rand des V-Modells bildet das Paradigma der Model-in-the-Loop-Simulation (MiL). Sämtliche entwickelte Reglerlogiken werden nicht direkt an die reale Hardware angebunden, sondern in rein mathematischer Form in einem geschlossenen virtuellen Regelkreis mit dem entworfenen digitalen Zwilling in Simulink verknüpft. In dieser MiL-basierten Simulationsumgebung werden die umgesetzten Regelungsarchitekturen einem strukturierten Stresstest aus dynamischen Profilen unterzogen. Dieser methodische Schwerpunkt auf das MiL-Framework erlaubt es, iterativ und risikofrei vollumfassende Leistungsauswertungen zu erstellen, um das Systemverhalten objektiv zu bewerten.

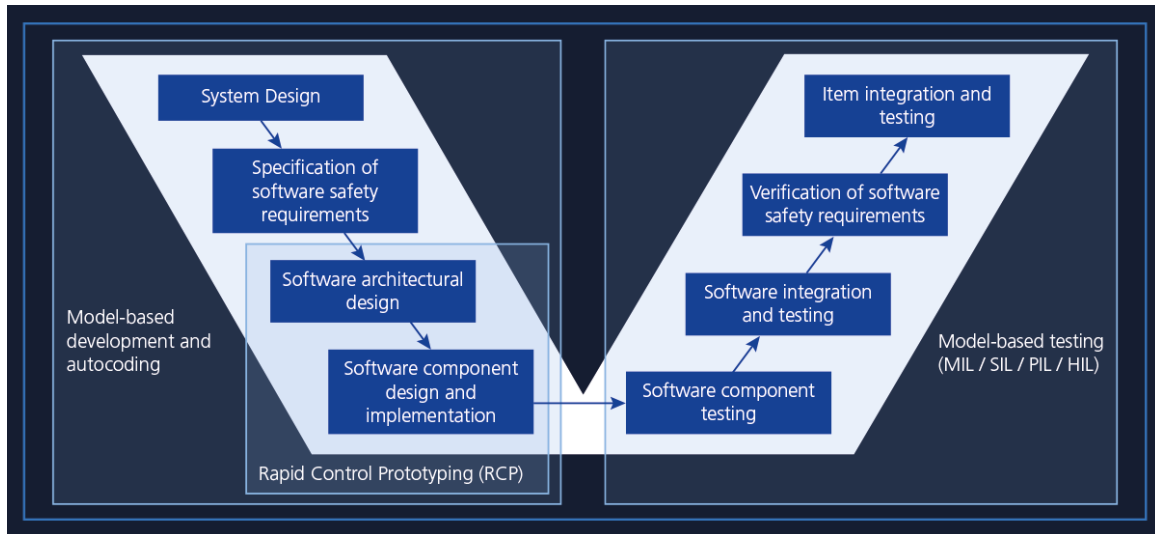


Abbildung 1.2.: V-Modell [1]

Die auf MiL gestützte Validierung liefert folglich ein theoriegeleitetes, formal abgesichertes Regelungsframework. Die prinzipielle Integration in ein weiterführendes Software-in-the-Loop- (SiL) oder direktes Hardware-in-the-Loop-Set-up (HiL) für die reale Laborhardware gilt damit am Ende dieser Untersuchung als optimal vorbereitet.

1.4. Aufbau der Arbeit

Um die systematische Entwicklung, die mathematische Herleitung und den objektiven Vergleich der Regelungsarchitekturen transparent darzustellen, gliedert sich die vorliegende Arbeit in folgende Kapitel:

- **Kapitel 2 - Theoretische Grundlagen:** In diesem Kapitel werden die physikalischen und mathematischen Fundamente des Voice Coil Aktors hergeleitet. Zudem werden die systemtheoretischen Konzepte der zeitdiskreten Systembeschreibung sowie die Theorien moderner, robuster und zustandsbasierter Regelungsverfahren (LQR, LADRC) inklusive des Linearen Erweiterten Zustandsbeobachters (LESO) tiefgehend erläutert.
- **Kapitel 3 - Systemanalyse und Modellbildung:** Dieses Kapitel beschreibt den detaillierten Aufbau des digitalen Zwillings in Simulink. Ein elementarer Schwerpunkt liegt hierbei auf der mathematischen Rückrechnung realer Druckpulsationen aus historischen Prüfstandsdaten mittels inverser Dynamik. Diese Analyse dient der Generierung hochpräziser Störprofile für die spätere Simulation und der Identifikation von zuvor unmodellierten aerodynamischen Federsteifigkeiten und Reibungseffekten.

- **Kapitel 4 - Entwurf der Regelungsarchitektur:** Hier erfolgt die konkrete Synthese und Parametrisierung der unterschiedlichen, fortschrittlichen Regelungsverfahren. Es wird detailliert dargelegt, wie die mathematischen Algorithmen an die spezifischen Hardware-Restriktionen und an die mechanischen Sättigungsgrenzen des Aktors angepasst werden.
- **Kapitel 5 - Simulationsergebnisse und Bewertung:** Die Simulationsergebnisse der verschiedenen untersuchten Regelungsansätze werden grafisch präsentiert und dem bisherigen PID-System als Baseline gegenübergestellt. Die physikalische Auswertung erfolgt sowohl quantitativ anhand etablierter Fehlermetriken der Regelabweichung, als auch qualitativ hinsichtlich des geforderten Stellaufwands und der Robustheit gegenüber parametrischen Unsicherheiten.
- **Kapitel 6 - Zusammenfassung und Ausblick:** Die Arbeit schließt mit einer kontextuellen Zusammenfassung der gewonnenen Erkenntnisse ab. Zuerst werden die Endergebnisse der Reglerentwürfe zusammengefasst und anschließend wird ein Ausblick auf zukünftige Arbeiten gegeben.

2. Theoretische Grundlagen

In diesem Kapitel werden die theoretischen und mathematischen Fundamente erarbeitet, die für die Systemanalyse, die Modellbildung und den Entwurf der Regelungsarchitektur in den folgenden Kapiteln zwingend erforderlich sind. Abbildung 2.1 veranschaulicht die zugrundeliegende Systemarchitektur sowie den Signalfluss.

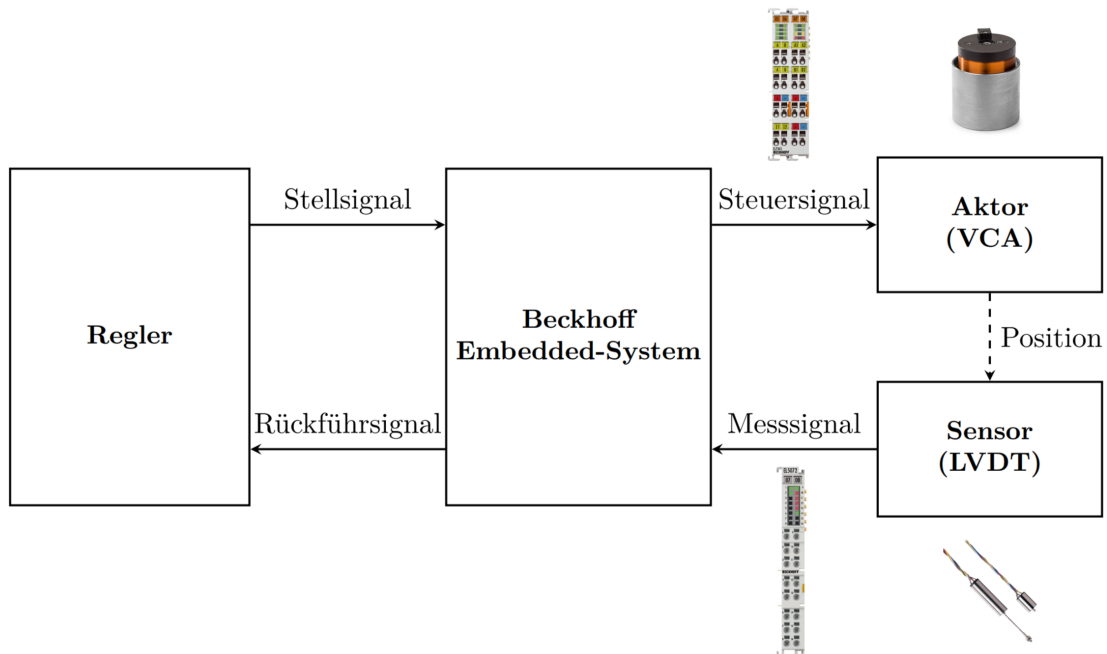


Abbildung 2.1.: Systemarchitektur und Signalfluss

2.1. Physikalische Modellierung des Voice Coil Aktors (VCA)

Ein Voice Coil Aktor (VCA) ist ein direkt angetriebener linearer Elektromotor [2]. Sein Funktionsprinzip basiert auf der Lorentzkraft, die entsteht, wenn ein stromdurchflossener Leiter in einem permanentmagnetischen Feld platziert wird [3]. Im Gegensatz zu konventionellen bürstenbehafteten Motoren weist der VCA weder eine mechanische Kommutierung noch ein Rastmoment auf [2]. Dies ermöglicht eine theoretisch unendlich hohe Positionsauflösung und eine extrem hohe Beschleunigungsdynamik [3].

Abbildung 2.2 zeigt einen VCA der Firma Sensata Technologies. Dieser besteht strukturell aus einem zylindrischen Permanentmagneten, der in einem Gehäuse fixiert ist, und einer beweglichen Spule, die von einem elektrischen Strom durchflossen wird. Die Spule ist über eine flexible Aufhängung mit der beweglichen Masse verbunden, welche die zu regelnde Last repräsentiert.



Abbildung 2.2.: VCA aus Sensata Technologies [4]

2.1.1. Elektromechanisches Wirkungsprinzip und Lorentzkraft

Die physikalische Grundlage des VCA bildet die vektorielle Lorentzkraft F_L , die auf freie Ladungsträger in einem Magnetfeld wirkt. Für einen geraden Leiter der Länge l , der von einem Strom i durchflossen wird und sich in einem homogenen Magnetfeld mit der Flussdichte B befindet, gilt [5]:

$$F_L = i \cdot (l \times B) \quad (2.1)$$

Da bei der zylindrischen Konstruktion eines VCA die stromdurchflossenen Spulenwicklungen exakt senkrecht zu den radialen magnetischen Feldlinien des Permanentmagneten verlaufen, vereinfacht sich das Kreuzprodukt zu einem skalaren Zusammenhang. Befindet sich die Spule mit der effektiven Leiterlänge l im Magnetfeld der Flussdichte B , wirkt auf sie bei einem Stromfluss $i(t)$ die longitudinale Lorentzkraft $F_L(t)$, wobei K_F die Kraftkonstante bezeichnet [6]:

$$F_L(t) = B \cdot l \cdot i(t) = K_F \cdot i(t) \quad (2.2)$$

2.1.2. Das Induktionsgesetz und die Gegen-EMK

Bewegt sich die Spule aufgrund der Lorentzkraft oder einer äußeren Kraft mit der Geschwindigkeit $v = \dot{x}(t)$ durch das Magnetfeld, so ändert sich der vom Leiter umschlossene magnetische Fluss Φ . Nach dem Faradayschen Induktionsgesetz wird dadurch in der Spule eine Spannung induziert [7]:

$$u_{EMF}(t) = \frac{d\Phi}{dt} = B \cdot l \cdot \dot{x}(t) \quad (2.3)$$

Die Bewegung der Spule im Magnetfeld induziert wiederum eine der Ursache entgegenwirkende Spannung, die sogenannte Gegen-EMK, welche proportional zur Geschwindigkeit $\dot{x}(t)$ ist:

$$u_{EMF}(t) = K_B \cdot \dot{x}(t) \quad (2.4)$$

wobei K_B die Gegen-EMK-Konstante darstellt. Aus physikalischer Sicht der Energieerhaltung, bei der die mechanische Leistung gleich der elektrischen Leistung ist, gilt im idealen, verlustfreien SI-System zwingend $K_F = K_B$ [6]. Deswegen wird im Folgenden einheitlich K_F verwendet:

$$u_{EMF}(t) = K_F \cdot \dot{x}(t) \quad (2.5)$$

2.1.3. Differentialgleichungen des gekoppelten Systems

Um die Dynamik des Aktors vollständig abzubilden, muss das System als gekoppeltes elektromechanisches Modell beschrieben werden. Nach Datenblatt ist die Ausrichtung des Koordinatensystems des VCA nach innen gerichtet [4]. VCA und Ventil sind mechanisch starr miteinander verbunden. Zur Vereinfachung wird die Richtung des gesamten Systems nach der Ventil-Öffnungsrichtung ausgerichtet. Dies bedeutet, dass x positiv ist, wenn das Ventil geöffnet ist, und entsprechend die Kraft F_L positiv wirkt, wenn das Ventil geöffnet wird.

Die Dynamik wird maßgeblich durch die elektrische Zeitkonstante, dominiert durch den Widerstand R und die Induktivität L , sowie die mechanische Trägheit bestimmt. Nach den Kirchhoffschen Maschenregeln ergibt sich für den elektrischen Stromkreis bei einer angelegten Klemmenspannung $u(t)$ [5]:

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \cdot \frac{di(t)}{dt} + K_F \cdot \dot{x}(t) \quad (2.6)$$

Durch Umstellen erhält man die Differentialgleichung des elektrischen Teilsystems:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L} \cdot i(t) - \frac{K_F}{L} \cdot \dot{x}(t) + \frac{1}{L} \cdot u(t) \quad (2.7)$$

Für das mechanische Teilsystem liefert das Newtonsche Grundgesetz die Bewegungsgleichung der Masse m . Auf die Masse wirken die Lorentzkraft $F_L(t)$, eine viskose Reibungskraft proportional zur Geschwindigkeit mit dem Dämpfungskoeffizienten c sowie externe Störkräfte $F_{Stör}(t)$, wie beispielsweise aerodynamische Druckpulsationen [6]:

$$m \cdot \ddot{x}(t) = K_F \cdot i(t) - c \cdot \dot{x}(t) + F_{Stör}(t) \quad (2.8)$$

Daraus folgt für die Beschleunigung:

$$\ddot{x}(t) = \frac{K_F}{m} \cdot i(t) - \frac{c}{m} \cdot \dot{x}(t) + \frac{1}{m} \cdot F_{Stör}(t) \quad (2.9)$$

2.2. Grundlagen der klassischen PID-Regelung

Die Proportional-Integral-Derivativ-Regelung (PID) ist das in der industriellen Praxis am weitesten verbreitete Standardverfahren, welches sich historisch etabliert hat und bei dem bislang bestehenden Prototypsystem des Ventiltriebs im Einsatz ist. Der Signalfluss des PID-Reglers generiert die Stellgröße $u_{PID}(t)$ als zeitliche Funktion der Regeldifferenz $e(t) = r(t) - y(t)$ zwischen dem Sollwert $r(t)$ und dem gemessenen Istwert $y(t)$ [8]:

$$u_{PID}(t) = K_p \cdot e(t) + K_i \cdot \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \cdot \frac{de(t)}{dt} \quad (2.10)$$

Die drei additiven Parameter übernehmen dabei komplementäre, physikalische Aufgaben bei der Streckenführung [9]. Der Proportionalbeiwert K_p agiert als primäre Reglerkonstante; er reagiert unmittelbar auf den momentanen Fehler und stellt eine direkt proportionale Rückstellkraft bereit, um das dynamische Ansprechverhalten sicherzustellen. Der Integralbeiwert K_i verrechnet die Fehlerhistorie des Systems und garantiert die absolute stationäre Regelgenauigkeit. Sobald beispielsweise ein statischer, konstanter aerodynamischer Gegendruck am Aktuatorssystem anliegt, baut der I-Anteil die zur exakten Kompensation geforderte Dauerspannung auf. Der derivative Beiwert K_d liefert die erforderliche Dämpfung gegen steile Regelabweichungen, indem er die Fehlergeschwindigkeiten antizipiert und somit einem potenziellen Positions-Überschwingversuch entgegenwirkt.

Der klassische PID-Algorithmus liefert, abhängig von der mechanischen Trägheit des Systems, eine beachtliche und äußerst robuste Störunterdrückung. Die zentrale Einschränkung ist jedoch strikter applikationsspezifischer Natur: Als rein linear konstanter Algorithmus ist die Leistungsfähigkeit des PID-Reglers stark limitiert, wenn sich die Streckenparameter wie Masse und Reibung verändern oder hochdynamische, frequenzmodulierte Störkräfte wie etwa drehzahlabhängige Druckpulsationen auftreten [10]. Der Regler verlangt für jeden Betriebspunkt eine empirisch oder analytisch neu ermittelte Parameterkombination der Werte K_p , K_i und K_d . In industriellen Umgebungen wird dieses fundamentale Dilemma durch komplexe Gain-Scheduling Tabellen gelöst. Dies führt jedoch zu einem immensen messtechnischen Setup-Einsatz am Prüfstand, da das Kalibrierkennfeld experimentell appliziert werden muss.

2.3. Grundlagen des Linearen Erweiterten Zustandsbeobachters (LESO)

In realen technischen Systemen sind oftmals nicht alle inneren Systemzustände messtechnisch zugänglich. Zudem wirken externe, ungemessene Störungen auf das System ein, und das mathematische Modell weicht stets von der physikalischen Realität ab. Der Lineare Erweiterte Zustandsbeobachter (LESO), konzipiert von Jingqing Han und später linearisiert von Zhiqiang Gao, bietet eine elegante Lösung für dieses Problem [10, 11].

2.3.1. Das Konzept der Gesamtstörung

Die bahnbrechende Idee der Active Disturbance Rejection Control (LADRC) ist es, die exakte physikalische Modellierung der Gesamtstrecke aufzugeben und stattdessen alle Unsicherheiten informationstechnisch zusammenzufassen. Betrachtet man ein System zweiter Ordnung [12]:

$$\ddot{y}(t) = f(y, \dot{y}, w, t) + b_0 \cdot u(t) \quad (2.11)$$

Hierbei ist $u(t)$ der Systemeingang, $w(t)$ die unmessbare Störgröße, $y(t)$ der Ausgang und b_0 ein Designparameter, der die Eingangsverstärkung repräsentiert [12]. Die Funktion $f(y, \dot{y}, w, t)$ ist die Gesamtstörung [12]. Sie summiert alle unbekannt internen Dynamiken und alle externen Störungen [13]. Um diese Störfunktion schätzen zu können, wird das System um einen virtuellen Zustand erweitert, nämlich $x_3 = f$. Unter der Annahme, dass die Gesamtstörung differenzierbar ist mit $\dot{f} = h(t)$, lässt sich das System in die erweiterte Zustandsraumform überführen [14]:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot h \quad (2.12)$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot x \quad (2.13)$$

2.3.2. Beobachterentwurf, Beobachtbarkeit und Bandbreiten-Parametrisierung

Für dieses erweiterte System wird ein klassischer Luenberger-Beobachter angesetzt, der die wahren Zustände als $\hat{x} = [z_1, z_2, z_3]^T$ schätzt [14]. Eine formale Voraussetzung für den Entwurf ist die vollständige Beobachtbarkeit des erweiterten Systems, welche über den Rang der Beobachtbarkeitsmatrix $\mathcal{O} = [\mathbf{C}^T, (\mathbf{C}\mathbf{A})^T, (\mathbf{C}\mathbf{A}^2)^T]^T$ nachgewiesen werden kann [14]. Da $\text{Rang}(\mathcal{O}) = 3$ gilt, ist der Zustand x asymptotisch rekonstruierbar.

Die Dynamik des Schätzfehlers $e = x - \hat{x}$ wird über die Beobachtermatrix $\mathbf{L} = [l_1, l_2, l_3]^T$ gesteuert [14]:

$$\dot{\hat{x}} = \mathbf{A} \cdot \hat{x} + \mathbf{B} \cdot u + \mathbf{L} \cdot (y - \hat{x}_1) \quad (2.14)$$

Die Wahl der Parameter l_i bestimmt, wie schnell der Beobachter auf Fehler reagiert. Nach Gao wird zur drastischen Vereinfachung des Tunings die Bandbreiten-Methode angewendet [11]. Dabei werden alle Pole des Beobachters an dieselbe Stelle $-\omega_o$ auf der reellen Achse der linken s -Halbebene gelegt. Das charakteristische Polynom der Fehlermatrix lautet [14]:

$$|\lambda \cdot \mathbf{I} - (\mathbf{A} - \mathbf{L} \cdot \mathbf{C})| = \lambda^3 + l_1 \cdot \lambda^2 + l_2 \cdot \lambda + l_3 = (\lambda + \omega_o)^3 \quad (2.15)$$

Durch Ausmultiplizieren von $(\lambda + \omega_o)^3 = \lambda^3 + 3 \cdot \omega_o \cdot \lambda^2 + 3 \cdot \omega_o^2 \cdot \lambda + \omega_o^3$ und anschließendem Koeffizientenvergleich ergeben sich die optimalen Beobacherverstärkungen deterministisch zu [11]:

$$l_1 = 3 \cdot \omega_o, \quad l_2 = 3 \cdot \omega_o^2, \quad l_3 = \omega_o^3 \quad (2.16)$$

Die Bandbreite ω_o ist der einzige abzustimmende Tuning-Parameter. Eine große Bandbreite erhöht die Schätzgeschwindigkeit für die Störung z_3 , macht den Beobachter jedoch unvermeidlich anfälliger für hochfrequentes Sensorrauschen [13]. Der geschätzte Zustand z_3 liefert dem nachgelagerten Regler das entscheidende Wissen, um Störungen proaktiv auszulöschen, noch bevor sie zu einem großen Positionsfehler führen.

2.4. Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC)

Die Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC) verknüpft die Erkenntnisse des LESO mit einem vollkommenen Paradigmenwechsel in der Regelungstechnik [12]. Klassische Regler wie der PID basieren primär auf der Rückführung des bereits aufgetretenen Fehlers. Der LADRC-Ansatz hingegen basiert auf dem Prinzip der Störkompensation durch Feedback-Linearisierung [14]. Das zugehörige Strukturdiagramm der LADRC ist in Abbildung 2.3 dargestellt.

2.4.1. Feedback-Linearisierung und Kompensation

Wie in Abschnitt 2.3 gezeigt, schätzt der LESO die Gesamtstörung als Zustand $z_3 \approx f(x, t)$. Sobald diese hochfrequente Schätzung zur Verfügung steht, kann das Regelgesetz konstruiert werden, um genau diese Störung aus der Anlagendynamik zu subtrahieren [13]:

$$u(t) = \frac{u_0(t) - z_3(t)}{b_0} \quad (2.17)$$

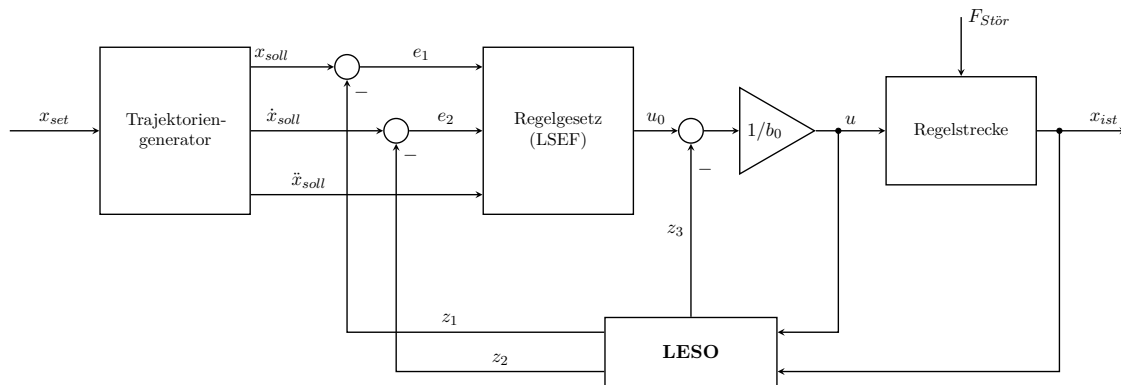


Abbildung 2.3.: Strukturdiagramm des LADRC

Setzt man dieses physikalische Stellsignal in das nominale System $\ddot{y} = f + b_0 \cdot u$ ein, erhält man:

$$\ddot{y} = f + b_0 \cdot \left(\frac{u_0 - z_3}{b_0} \right) = f - z_3 + u_0 \quad (2.18)$$

Da der Beobachter ausreichend schnell ausgelegt ist, mit $\omega_o \gg 0$, gilt dynamisch $z_3 \rightarrow f$. Die komplexe, nichtlineare und gestörte Anlagendynamik hebt sich auf, und das System reduziert sich aus Sicht des Reglers auf eine simple nominale Doppelintegratorstrecke [12]:

$$\ddot{y} \approx u_0(t) \quad (2.19)$$

2.4.2. Design des PD-Reglers und Robustheit

Für diese durch Feedback-Linearisierung erzeugte Doppelintegratorstrecke kann nun ein vergleichsweise einfacher PD-Regler als Eingang $u_0(t)$ entworfen werden. Auch hier wird die Bandbreiten-Methode konsequent angewendet, um das Tuning physikalisch intuitiv zu gestalten [11, 15]. Der Regler soll das System mit einer gewünschten Bandbreite des Closed Loop ω_c steuern:

$$u_0(t) = k_p \cdot (x_{soll} - z_1) + k_d \cdot (\dot{x}_{soll} - z_2) + \ddot{x}_{soll} \quad (2.20)$$

wobei \ddot{x}_{soll} die exakte Sollbeschleunigung darstellt. Die Übertragungsfunktion des Closed Loop lautet $G(s) = \frac{k_p}{s^2 + k_d \cdot s + k_p}$. Vergleicht man den Nenner mit dem Standardpolynom eines Systems zweiter Ordnung $s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c \cdot s + \omega_c^2$, ergeben sich die Reglerparameter algebraisch zwingend zu [14]:

$$k_p = \omega_c^2, \quad k_d = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c \quad (2.21)$$

Durch die Wahl eines kritischen Dämpfungsmaßes $\zeta = 1$ wird ein Verhalten ohne Überschwingen erzwungen, oder es wird $\zeta > 1$ für ein leicht überdämpftes Verhalten gewählt. Die Architektur des LADRC entkoppelt somit die abstrakte Störunterdrückung vollständig vom nominalen Trajektorienfolgeverhalten [16]. Diese strukturelle Entkopplung macht den LADRC extrem robust gegenüber parametrischen Abweichungen der Anlage [13].

2.5. Linear-Quadratischer Regler (LQR) mit LESO

Die Optimalsteuerung befasst sich mit der Suche nach einem Regelgesetz, das ein Systemverhalten hinsichtlich eines Gütekriteriums optimiert und gleichzeitig die dafür benötigte Stellenergie physikalisch minimiert. Der Linear-Quadratische Regler (LQR) ist das prominenteste Verfahren für lineare Mehrgrößensysteme [17]. In dieser Arbeit wird er jedoch nicht als klassischer Zustandsregler eingesetzt, sondern mit dem LESO kombiniert, um ein robustes Tracking-Verhalten zu gewährleisten [18]. Abbildung 2.4 veranschaulicht das resultierende Strukturdiagramm der LQR-Regelung mit integriertem LESO.

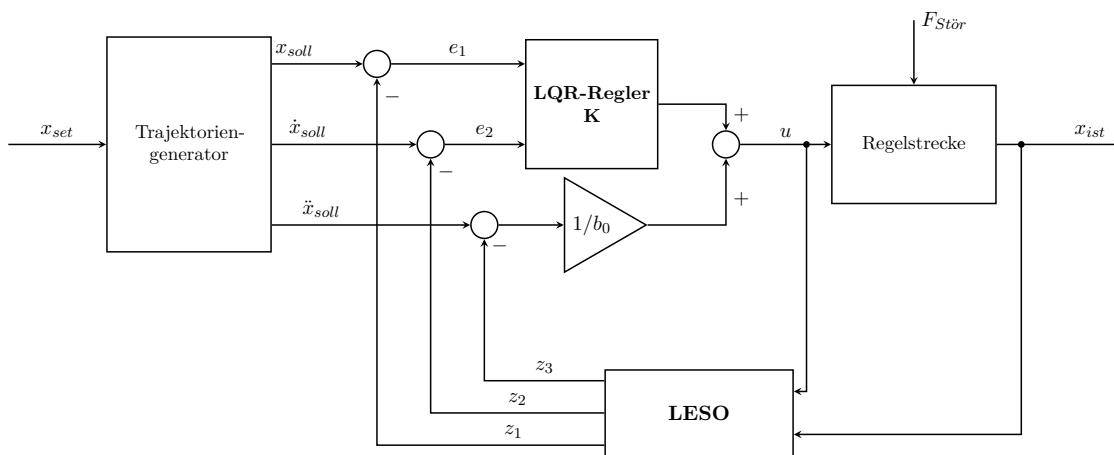


Abbildung 2.4.: Strukturdiagramm des LQR mit LESO

2.5.1. Die quadratische Kostenfunktion und Hamilton-Formalismus

Gegeben sei ein steuerbares nominales LTI-System $\dot{x} = \mathbf{A} \cdot x + \mathbf{B} \cdot u$. Das Ziel des LQR ist es, eine Zustandsrückführung zu finden, welche das folgende Gütemaß beziehungsweise die Kostenfunktion J minimiert [19]:

$$J = \int_0^{\infty} \left(x^T(t) \cdot \mathbf{Q} \cdot x(t) + u^T(t) \cdot \mathbf{R} \cdot u(t) \right) dt \quad (2.22)$$

Die positiv semidefinite Matrix $\mathbf{Q} \geq 0$ bestraft Zustandsabweichungen vom Nullpunkt. Eine hohe Wichtung auf einem Zustand zwingt den Regler, diesen Zustand schnellstmöglich auf Null zu regeln. Die positiv definite Matrix $\mathbf{R} > 0$ bestraft den Stellenaufwand. Ein großes \mathbf{R} führt zu energiesparenden Reglereingriffen. Um dieses Problem zu lösen, bedient man sich des Hamilton-Formalismus, um die Optimalitätsbedingung und das Steuergesetz zu finden [17].

2.5.2. Die algebraische Riccati-Gleichung (ARE)

Die optimale Rückführmatrix \mathbf{K} ergibt sich zu [20]:

$$\mathbf{K} = \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{B}^T \cdot \mathbf{P} \quad (2.23)$$

Die Matrix \mathbf{P} ist die symmetrische, positiv definite Lösung der kontinuierlichen algebraischen Riccati-Gleichung (CARE) [21]:

$$\mathbf{A}^T \cdot \mathbf{P} + \mathbf{P} \cdot \mathbf{A} - \mathbf{P} \cdot \mathbf{B} \cdot \mathbf{R}^{-1} \cdot \mathbf{B}^T \cdot \mathbf{P} + \mathbf{Q} = 0 \quad (2.24)$$

Diese optimale Rückführmatrix \mathbf{K} wird auf den Differenzzustand zwischen Sollwerten und den durch den LESO geschätzten Zuständen angewendet.

2.5.3. LESO-basierte LQR-Optimierung und Vorsteuerung

Typischerweise weisen klassische LQR-Regler stationäre Regelfehler bei konstanten externen Störkräften auf. Oftmals wird daher ein Integrator hinzugefügt, was jedoch die Systemarchitektur verkompliziert und Stabilitätsreserven reduzieren kann. In dem optimierten Ansatz dieser Arbeit bleibt der LQR auf die reinen kinematischen Zustände konzentriert. Die von außen einwirkende Störung wird vom LESO als z_3 in Echtzeit geschätzt und dem Regelgesetz exakt entgegengeschaltet [18]. Um zudem die dynamische Folgefehlerrate bei hochfrequenter Anregung drastisch zu reduzieren, wird eine Beschleunigungsvorsteuerung implementiert. Das finale, optimierte Steuergesetz lautet somit:

$$u(t) = \mathbf{K} \cdot \begin{bmatrix} x_{soll}(t) - z_1(t) \\ \dot{x}_{soll}(t) - z_2(t) \end{bmatrix} + \frac{\ddot{x}_{soll}(t) - z_3(t)}{b_0} \quad (2.25)$$

Dieses Gesamtkonzept vereint die analytisch garantierte Optimalität der LQR-Theorie mit der fundamentalen Robustheit der Active Disturbance Rejection.

2.6. Grundlagen der zeitdiskreten Systeme und Diskretisierung

Da der Regelalgorithmus final auf einem digitalen Embedded System der Firma Beckhoff implementiert wird, erfolgen die Sensorabtastung und die Berechnung der Stellgrößen nicht kontinuierlich, sondern zu diskreten Zeitpunkten $t_k = k \cdot T_s$, wobei T_s die Abtastzeit darstellt. Gemäß dem Shannon-Nyquist-Abtasttheorem muss die Abtastfrequenz $f_s = 1/T_s$ mindestens doppelt so hoch sein wie die höchste relevante Frequenzkomponente in der Systemdynamik oder den Störsignalen, um Aliasing-Effekte zu vermeiden [17]. Die Transformation der

Systemgleichungen vom kontinuierlichen Laplace-Bereich in den zeitdiskreten z -Bereich ist daher essenziell.

2.6.1. Zero-Order-Hold

In der digitalen Regelungstechnik, wie bei der physikalischen Implementierung auf dem Beckhoff-System, wird das zeitdiskrete berechnete Stellsignal u_k über einen Digital-Analog-Wandler (DAC) an die kontinuierliche Regelstrecke ausgegeben. Der DAC hält den Wert des Stellsignals während der gesamten Abtastperiode T_s physikalisch konstant. Dieses systeminhärente Verhalten wird mathematisch als Zero-Order-Hold (ZOH) modelliert und ist für die korrekte Simulation und Reglerauslegung unabdingbar [22].

Für ein lineares zeitinvariantes System führt die ZOH-Diskretisierung zu der exakten zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung [22]:

$$x_{k+1} = \Phi \cdot x_k + \Gamma \cdot u_k \quad (2.26)$$

$$y_k = C_d \cdot x_k \quad (2.27)$$

Hierbei repräsentiert Φ die zeitdiskrete Systemmatrix und Γ die zeitdiskrete Eingangsmatrix. Im direkten Kontrast zur kontinuierlichen Systembeschreibung mit abstrakten Integralen beschreiben diese transformierten Matrizen deterministisch die schrittweise Zustandsänderung des Systems über das Intervall T_s in Abhängigkeit vom DAC [22].

2.6.2. Numerische Integration durch Euler-Vorwärts-Verfahren

Neben der exakten ZOH-Methode werden für nichtlineare Systeme und digitale Filter oft numerische Integrationsverfahren herangezogen. Insbesondere bei der nachfolgenden Implementierung des linearen Trajektoriengenerators ist eine echtzeitfähige Zustandsaktualisierung erforderlich. Hierbei wird das explizite Euler-Verfahren angewendet, welches auf Vorwärtsdifferenzen basiert. Es approximiert die zeitliche Ableitung durch die einfache Struktur [23, 24]:

$$\dot{v}(t) \approx \frac{v_k - v_{k-1}}{T_s} \quad (2.28)$$

$$v_k = v_{k-1} + T_s \cdot \dot{v}_{k-1} \quad (2.29)$$

Dieses Verfahren ist äußerst recheneffizient für Embedded-Anwendungen und bietet aufgrund der sehr kleinen gewählten Abtastzeit von $T_s = 0,0001$ s eine vollkommen ausreichende dynamische Genauigkeit zur Trajektorienerzeugung.

3. Systemanalyse und Modellbildung

In diesem Kapitel wird die praxisnahe Modellierung des Gesamtsystems in der Simulationsumgebung MATLAB/Simulink detailliert beschrieben. Der Übergang von den rein theoretischen, kontinuierlichen Differentialgleichungen hin zu einem diskreten, simulativen digitalen Zwilling ist ein kritischer Meilenstein für die spätere Reglerentwicklung. Hierzu werden zunächst die realen physikalischen Restriktionen der Hardware definiert, bevor die Struktur des Open-Loop-Modells und der PI-Stromregelkreis erläutert werden.

3.1. Modellierung realer physikalischer Restriktionen

Ein rein lineares Zustandsraummodell ist für die Synthese von Regelalgorithmen hilfreich, versagt jedoch bei der Validierung in den Grenzbereichen der Anlage [9]. Ein digitaler Zwilling muss zwingend die geometrischen und fertigungstechnischen Limitationen der Hardware abbilden.

3.1.1. Mechanische Endanschläge

Der blanke Sensata-Voice-Coil-Aktor besitzt laut Spezifikation einen maximalen physikalischen Hub von $\pm 5,72$ mm [4]. In der spezifischen Konstruktion des Systems ist der nutzbare Hub jedoch durch harte mechanische Endanschläge extrem limitiert. Das Ventil operiert ausschließlich im Bereich von $x = 0$ mm bis $x = 3$ mm. Diese strikte Begrenzung hat fundierte konstruktive Gründe, wie in Tabelle 3.1 zusammengefasst:

Tabelle 3.1.: Definition der mechanischen Hubgrenzen

Grenze	Funktionale Beschreibung
0 mm	vollständig geschlossener Zustand des Ventils.
3 mm	vollständig geöffneter Zustand des Ventils.

Um dieses Verhalten in Simulink abzubilden, reicht ein einfacher Sättigungsblock für das Positionssignal nicht aus, da dies die physikalischen Gegenkräfte bei einer Kollision ignorieren würde, wodurch auftretende Integral-Windup-Effekte verfälscht werden [25]. Stattdessen wird ein Feder-Dämpfer-basiertes Wandkollisionsmodell implementiert. Überschreitet die Position

die Grenzen ($x \leq 0$ oder $x \geq 0,003$ m), wird eine exponentiell ansteigende Gegenkraft F_{Wand} in das Kräftegleichgewicht injiziert:

$$F_{Wand} = \begin{cases} k_{Wand} \cdot x + c_{Wand} \cdot \dot{x} & \text{für } x \leq 0 \\ k_{Wand} \cdot (x - 0,003) + c_{Wand} \cdot \dot{x} & \text{für } x \geq 0,003 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (3.1)$$

Mit einer sehr hohen Kontaktsteifigkeit $k_{Wand} = 10^7$ N/m und einer Dämpfung $c_{Wand} = 4300$ Ns/m simuliert dies das harte Aufschlagen des Metalls und dämpft unnatürliche Integrator-Windups der Regler während der Simulation in den Endlagen. Abbildung 3.1 veranschaulicht die Implementierung des Wandkollisionsmodells in Simulink.

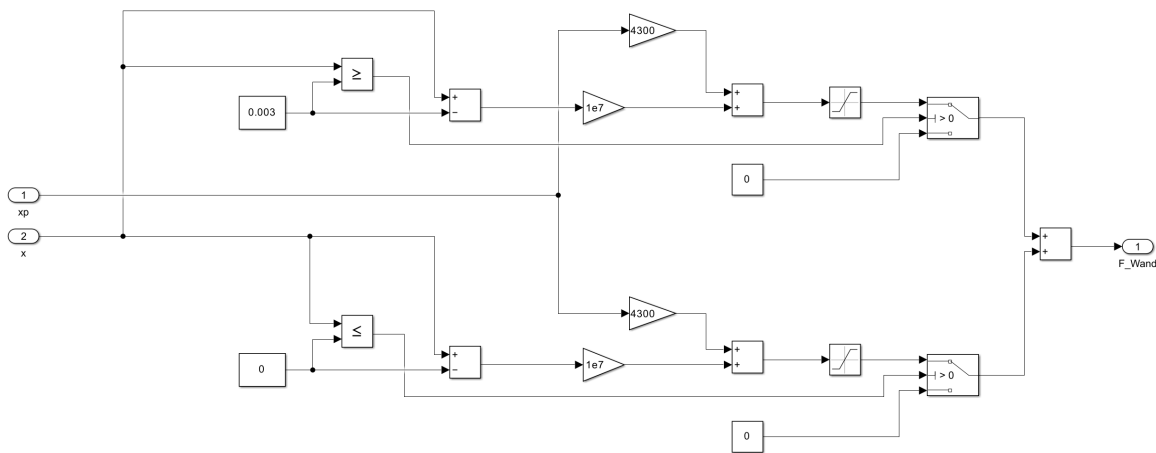


Abbildung 3.1.: Wandkollisionsmodell (Positionsbegrenzung) in Simulink

3.1.2. Implementierung von Bauteiltoleranzen (Parametrische Unsicherheiten)

In der industriellen Massenfertigung unterliegen mechatronische Komponenten unvermeidbaren Streuungen. Gemäß dem Sensata-Datenblatt weisen die elektrischen und magnetischen Parameter signifikante Toleranzen auf: Der Gleichstromwiderstand R schwankt um $\pm 12,5\%$, die Induktivität L um $\pm 15\%$ und die Kraftkonstante K_F um $\pm 10\%$ [4]. Wird ein klassischer modellbasierter Regler ausschließlich auf das nominale Datenblattmodell appliziert, kann seine Performance in der Realität drastisch einbrechen oder das System sogar instabil werden, wenn die echten Anlagenparameter von den Nominalwerten abweichen [9].

Um zu verifizieren, dass die entworfenen modernen Algorithmen robust gegenüber diesen sogenannten parametrischen Unsicherheiten sind, wurden im Initialisierungsskript (`Start.m`, siehe Anhang A.1) Toleranzfaktoren eingeführt. Die entsprechenden Variablen lauten `R_Faktor`,

L_Faktor und K_F_Faktor, die jeweils mit dem Nominalwert 1,00 initialisiert sind. Diese Faktoren ermöglichen es in späteren Testszenarien, Worst-Case-Bedingungen zu simulieren. Ein digitaler Zwilling, der diese Toleranzen informationstechnisch abbilden kann, ist die Voraussetzung für einen robusten Reglerentwurf [13].

3.2. Struktur des Open-Loop-Simulationsmodells

3.2.1. Nichtlineare Kraftkonstante $K_F(x)$ und Lookup-Table

Wie das Datenblatt des Sensata-Aktors aufzeigt, sinkt die magnetische Flussdichte an den Rändern des mechanischen Hubs aufgrund von Streuverlusten ab [4]. In Abbildung 3.2 ist die positionsabhängige Kraftkonstante $K_F(x)$ des LA-28-22 VCA von Sensata dargestellt.

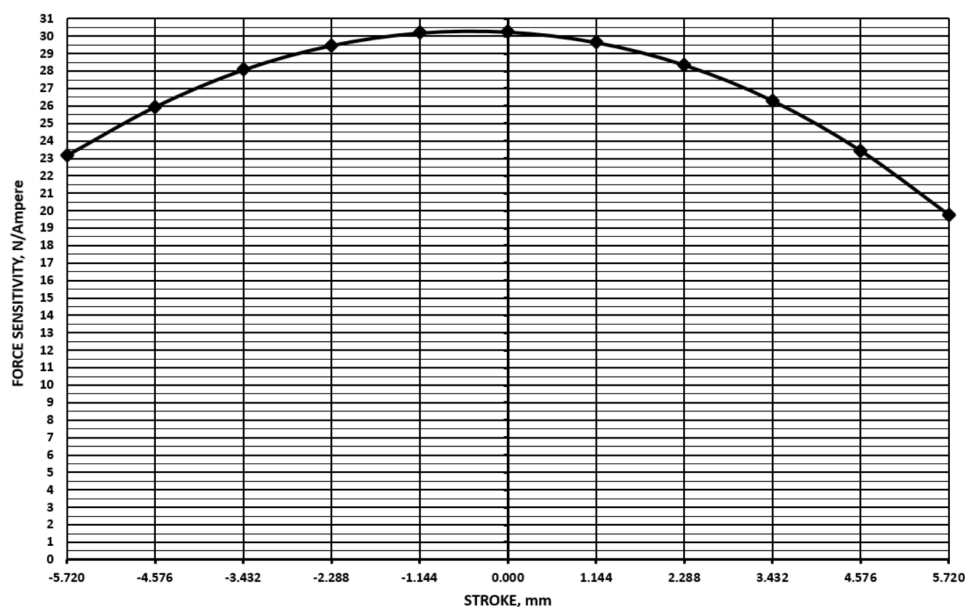


Abbildung 3.2.: Positionsabhängige Kraftkonstante $K_F(x)$ des LA-28-22 VCA aus Sensata

Diese positionsabhängige Kraftkonstante $K_F(x)$ wird im Modell über ein *1-D Lookup-Table-Modul* realisiert, das aus der aktuellen Position x den momentanen Faktor K_F über lineare Interpolation ermittelt und dynamisch mit dem Strom multipliziert. Tabelle 3.2 fasst die Parametrierung des Lookup-Tables des $K_F(x)$ -Moduls zusammen.

Die Tabellenwerte repräsentieren die Kraftkonstante K_F in N/A als Funktion der Aktorposition in Metern. Der Wertebereich der Stützstellen entspricht dem vollen mechanischen Hub des LA-28-22 VCA von Sensata ($\pm 5,72$ mm). Das Maximum der Kraftkonstante liegt erwartungsgemäß nahe der Mittellage ($K_F \approx 30,25$ N/A) und fällt zu den Randbereichen hin symmetrisch ab.

Tabelle 3.2.: Parametrierung des $K_F(x)$ -Lookup-Table-Moduls

Position x in mm	Kraftkonstante $K_F(x)$ in N/A
-5,720	23,20
-4,576	26,00
-3,432	28,10
-2,288	29,50
-1,144	30,20
0,000	30,25
1,144	29,60
2,288	28,40
3,432	26,30
4,576	23,40
5,720	19,80

3.2.2. Aufbau des Systemmodells

Entsprechend den in Kapitel 2.1 hergeleiteten Formeln wird das Systemmodell in Simulink aufgebaut. Die gekoppelten Differentialgleichungen der elektrischen und mechanischen Domäne werden dabei als Integratorkette abgebildet. Das Spannungsmodell in Simulink ist in Abbildung 3.3 dargestellt.

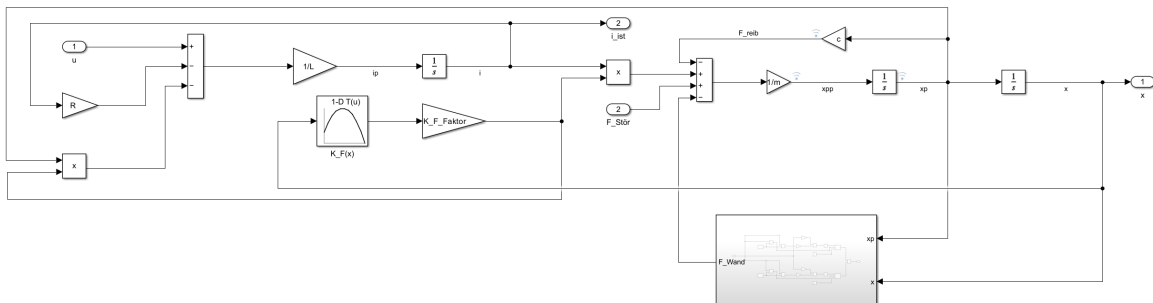


Abbildung 3.3.: Open-Loop-Systemmodell

3.3. PI-Stromregelkreis

Da der VCA hochdynamisch auf Kraftanforderungen reagieren muss, die nach dem Lorentz-Gesetz maßgeblich vom Spulenstrom $i(t)$ abhängen, ist im Modell ein untergelagerter Strom-Closed-Loop implementiert.

3.3.1. Spannungsmodell statt Strommodell

Obwohl die Lorentzkraft des VCA theoretisch direkt proportional zum Spulenstrom ist ($F = K_F(x) \cdot i$), wird in dieser Simulation bewusst kein vereinfachtes Aktorkraftmodell mit direkt eingepprägtem Strom verwendet. Stattdessen kommt ein Spannungsmodell zum Einsatz, das die vollständige elektrische Dynamik der Spule explizit berücksichtigt. Der Grund für die Verwendung des Spannungsmodells ist, dass der reale Beckhoff-Stromregler als Spannungsregler ausgelegt ist. Daher muss das Simulationsmodell die vollständige elektrische Dynamik der Spule explizit berücksichtigen, um die reale Dynamik des Aktors präzise nachzubilden [7]. Auch die Toleranzen von R und L müssen berücksichtigt werden, um eine robuste Reglerbewertung zu gewährleisten.

3.3.2. Parametrierung des PI-Reglers

Um den Beckhoff-Stromregler im Simulationsmodell abzubilden, wird ein PI-Regler verwendet. Der implementierte PI-Regler ist als zeitdiskreter Regler in Parallelform ausgelegt. Die Übertragungsfunktion im diskreten Raum lautet [8]:

$$G(z) = \frac{K_p(z - 1) + K_i \cdot T_s}{z - 1} \quad (3.2)$$

Die Parametrierung des Blocks ist der folgenden Tabelle zu entnehmen:

Tabelle 3.3.: Parametrierung des diskreten PI-Stromreglers

Parameter	Wert
Reglertyp	PI
Form	Parallel
Zeitbereich	Diskret
Proportionalanteil P	30
Integralanteil $I \cdot T_s$	20
Ausgangsbegrenzung	$\pm 42,2 \text{ V}$

Die Ausgangsbegrenzung von $\pm 42,2 \text{ V}$ entspricht der in der Technischen Spezifikation des Aktors angegebenen Spitzenspannung [4]. Sie verhindert, dass die Stellspannung physikalisch unrealistische Werte annimmt, und wirkt gleichzeitig als Anti-Windup-Grenze des Integrators [25]. Die Reglerparameter $P = 30$ und $I \cdot T_s = 20$ wurden mithilfe des PID Tuner App in Simulink Control Design bestimmt und anschließend manuell verifiziert. Abbildung 3.4 veranschaulicht den Aufbau des PI-Stromregelkreises.

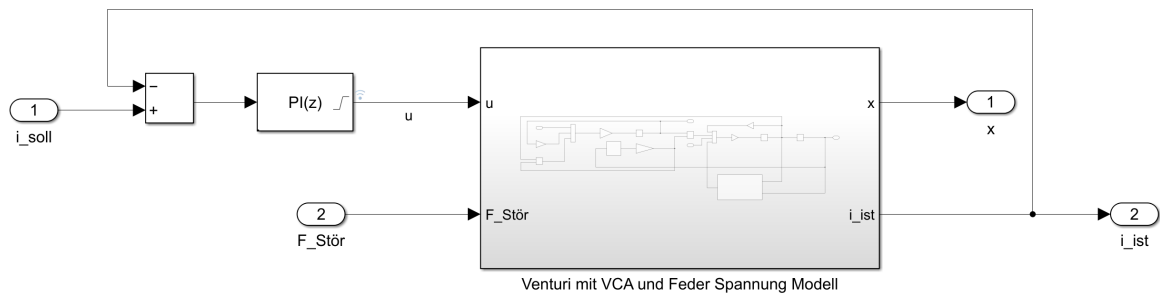


Abbildung 3.4.: Open-Loop Systemmodell mit PI-Stromregelkreis

3.3.3. Validierung durch Open-Loop-Simulation

Um die Dynamik des PI-Stromregelkreises zu beurteilen, wurde eine Open-Loop-Simulation mit einem Stromsollwert von $i_{\text{soll}} = 2,9 \text{ A}$ durchgeführt. Die in Tabelle 3.4 zusammengefassten Ergebnisse belegen die Leistungsfähigkeit:

Tabelle 3.4.: Ergebnisse der Open-Loop-Validierung des Stromkreises

Erreichen von	Erreichte Zeit
$i_{\text{soll}} = 2,9 \text{ A}$	ca. 0,5 ms
3 mm Grenze	ca. 6,4 ms

Diese Ergebnisse in Abbildung 3.5 belegen, dass der PI-Stromregelkreis für den vorliegenden Applikationsfall hinreichend schnell ist: Die Stromanstiegszeit von 0,5 ms ist gegenüber der mechanischen Zeitkonstante 6,4 ms um mehr als eine Größenordnung kürzer, sodass der elektrische Regelkreis aus Sicht des überlagerten Positionsreglers als näherungsweise instantan betrachtet werden kann [3].

3.4. Datenerfassung und Störgrößenrekonstruktion

Um die Leistung der neuen Regelungsarchitekturen fundiert und objektiv bewerten zu können, muss die Simulation zwingend mit realitätsnahen Störgrößen ($F_{\text{Stör}}$) beaufschlagt werden. Im Labor für Verbrennungskraftmaschinen treten im Ansaug- und Abgastrakt komplexe aerodynamische Druckpulsationen auf [6]. Diese Pulsationen entstehen durch das periodische Öffnen und Schließen der Ein- und Auslassventile des Motors und sind stark von der jeweiligen Kurbelwellendrehzahl abhängig. Zur Ermittlung der real auf das Ventil wirkenden Gesamtkraft wurden drei prinzipielle Methoden zur Störkraftrekonstruktion untersucht.

Da die primäre physikalische Strömungskraft aus dem Druckunterschied über dem Ventilquerschnitt resultiert, wird zunächst die wirksame Fläche A des Ventils betrachtet. Der

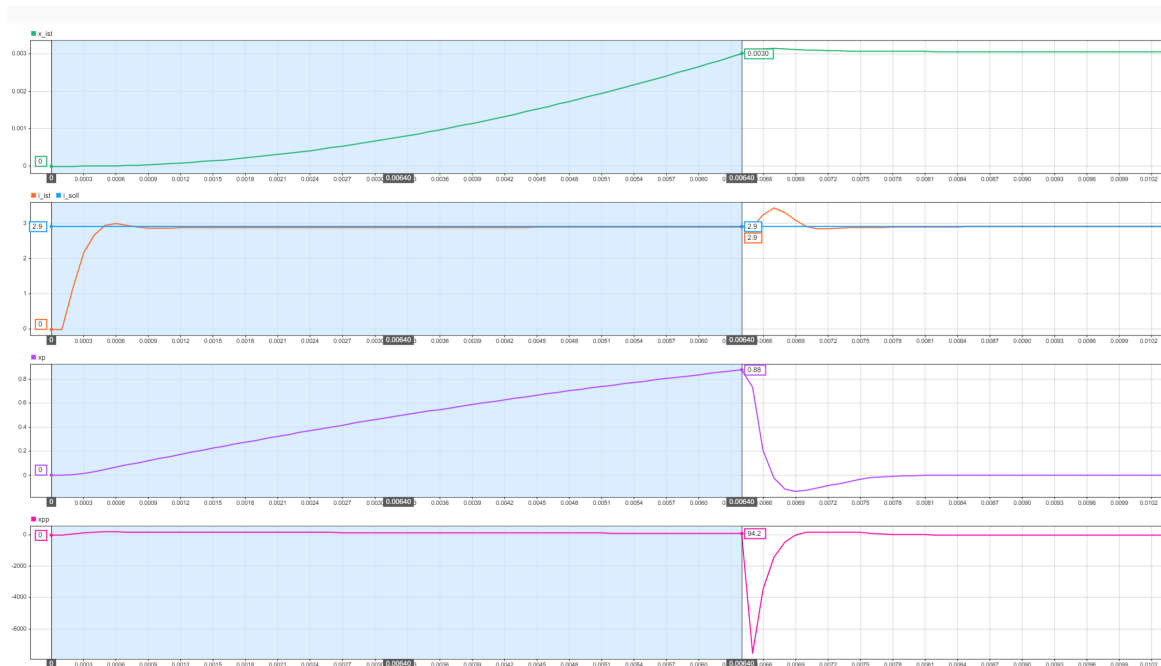


Abbildung 3.5.: Open-Loop-Validierung des PI-Stromregelkreises

Ventilkörper besitzt einen kreisförmigen Querschnitt mit einem Durchmesser von $d = 0,085 \text{ m}$. Die aerodynamische Wirkfläche beträgt somit:

$$A = \pi \cdot \left(\frac{0,085 \text{ m}}{2} \right)^2 \approx 0,00567 \text{ m}^2 \quad (3.3)$$

Auf der Einlassleitung messen 3 Drucksensoren den Druck. Diese sind in Abbildung 3.6 dargestellt. Der B_f Sensor erfasst den Druck vor dem Ventil, der A_f Sensor erfasst den Druck nach dem Ventil und der $Diff$ Sensor erfasst den Differenzdruck zwischen dem B_f Sensor und dem Ventil.

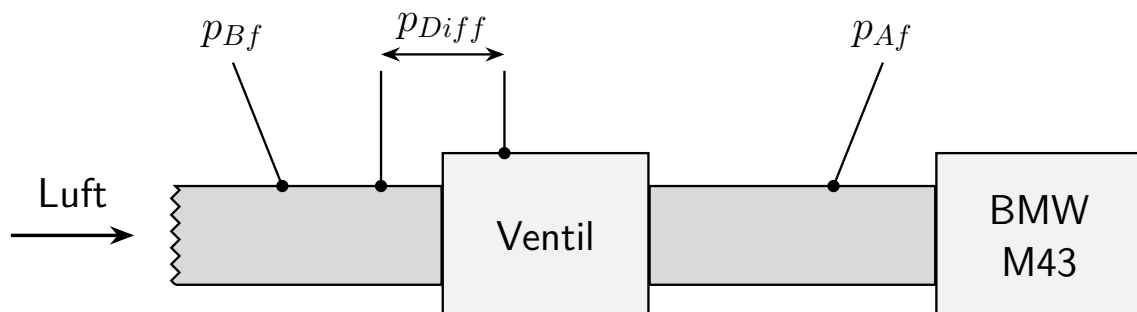


Abbildung 3.6.: Schematische Darstellung der Einlassleitung mit Drucksensoren

3.4.1. Methodik 1: Direkte Messung über Differenzdrucksensor (Diff)

Der erste, intuitivste Ansatz stützt sich auf das Signal eines verbauten Differenzdrucksensors (p_{Diff}). Da die reale Strömungskraft aufgrund von Strömungsverlusten und Wirbelbildungen nicht zu 100 % auf die mechanische Systemfläche wirkt, wird ein empirischer aerodynamischer Korrekturfaktor $c_{aero} \approx 0,8$ eingeführt. Darüber hinaus wird der gemessene Druck mit 10^5 in Pascal (N/m^2) umgerechnet. Die wirkende Kraft lässt sich somit wie folgt formulieren:

$$F_{Stör,1}(t) = p_{Diff}(t) \cdot 10^5 \cdot A \cdot c_{aero} \quad (3.4)$$

3.4.2. Methodik 2: Synthetischer Wirkdruck (Bf, Diff, Af)

Eine erweiterte Methode nutzt zusätzlich die am Prüfstand verbauten absoluten Drucksensoren vor (p_{Bf}) und nach (p_{Af}) dem Ventilsystem, um die energetische Gesamtdruckbilanz in Kombination mit dem Differenzdruck genauer zu erfassen. Die resultierende rekalkulierte Druckdifferenz führt unter Einbezug desselben aerodynamischen Faktors c_{aero} auf folgendes Kraftmodell:

$$F_{Stör,2}(t) = (p_{Bf}(t) - p_{Diff}(t) - p_{Af}(t)) \cdot 10^5 \cdot A \cdot c_{aero} \quad (3.5)$$

3.4.3. Methodik 3: Inverse Dynamik aus elektromechanischen Zuständen

Da stark fluktuierende Störkräfte durch klassische Drucksensorik am Prüfstand oftmals fehlerbehaftet oder phasenverschoben abgebildet werden, verfolgt die Methodik 3 einen völlig anderen Ansatz: Die Störkraft wird über die Methodik der Inversen Dynamik rechnerisch aus der physikalischen Reaktion des Aktors ermittelt. Das gesamte Steuerungssystem am Prüfstand operiert mit einer globalen Abtastrate von 10 kHz. Um aus den rohen, gestuften LVDT-Positionsdaten dennoch saubere und aussagekräftige Geschwindigkeits- und Beschleunigungswerte abzuleiten, wird eine explizite Signalaufbereitungskette implementiert.

Zunächst wird der in Prozent vorliegende Messwert der Position mathematisch in den tatsächlichen mechanischen Hub umgerechnet. Zur Reduktion von Rauschen und Unterdrückung von Phasenverschiebungen wird das entstandene Signal $x(t)$ dann durch ein phasenfreies Butterworth-Tiefpassfilter 2. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_c = 300$ Hz geglättet [17], um das saubere Signal $x_{clean}(t)$ zu generieren:

$$x(t) = \frac{pos(t)}{100} \cdot 0,003 \text{ m} \quad (3.6)$$

$$x_{clean}(t) = \Phi_{LPF}(x(t), f_c = 300 \text{ Hz}) \quad (3.7)$$

Anschließend erfolgt die diskrete Gradientenbildung aus x_{clean} über die Abtastzeit T_s , wodurch die Geschwindigkeit \dot{x} ermittelt wird. Durch eine weitere Gradientenbildung der Geschwindigkeit ergibt sich das rohe Beschleunigungssignal \ddot{x} , welches zwingend nochmals demselben Butterworth-Tiefpassfilter unterzogen wird, um die finale, saubere Beschleunigung \ddot{x}_{clean} zu erhalten [17]:

$$\dot{x}(t) \approx \frac{\Delta x_{clean}(t)}{T_s} \quad (3.8)$$

$$\ddot{x}(t) \approx \frac{\Delta \dot{x}(t)}{T_s} \quad (3.9)$$

$$\ddot{x}_{clean}(t) = \Phi_{LPF}(\ddot{x}(t), f_c = 300 \text{ Hz}) \quad (3.10)$$

Der vollständige MATLAB-Skript für die Datenfilterung und die Berechnung der inversen Dynamik ist zur Referenz in Anhang A.5 aufgeführt. Basierend auf diesen bereinigten kinematischen Signalen lässt sich das physikalische Kräftegleichgewicht formulieren. Die Systemreibungskraft ergibt sich direkt aus der Reibung der Geschwindigkeit. Um die Rechnung strukturell zu vereinfachen, wird für die Ermittlung der elektromechanischen Kraft eine konstante, nominelle Kraftkonstante von $K_F = 30,25 \text{ N/A}$ angenommen. Der Strom wird aus den Messdaten des PID-Reglers am Prüfstand entnommen. Die inverse Kraftrekonstruktion der Methodik 3 berechnet sich dementsprechend in Abhängigkeit des Spulenstroms wie folgt:

$$F_{Stör,3}(t) = m \cdot \ddot{x}_{clean}(t) - K_F \cdot i(t) + c \cdot \dot{x}_{clean}(t) \quad (3.11)$$

Diese Methodik erfasst definitionsgemäß alle real wirkenden Trägheits- und Strömungskräfte vollumfänglich in einem konsolidierten Kraftsignal. Abbildung 3.7 veranschaulicht beispielhaft die rekonstruierte Beschleunigung mit $c = 40 \text{ Ns/m}$.

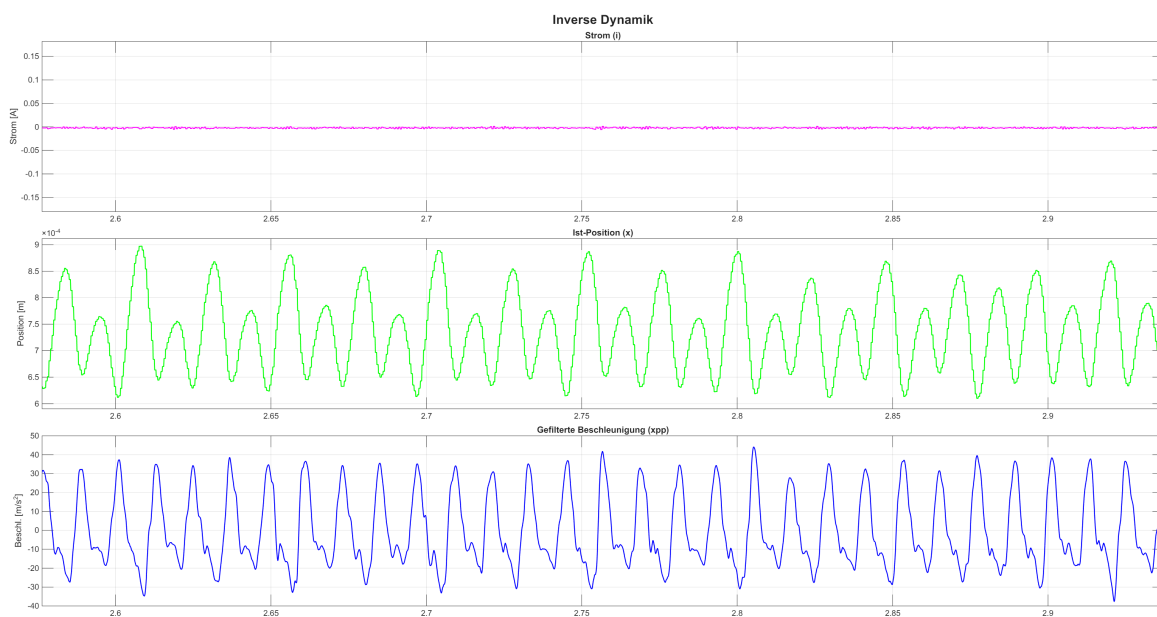


Abbildung 3.7.: Position und rekonstruierte Beschleunigung mit $c = 40 \text{ Ns/m}$

3.4.4. Vergleich und Auswertung der Rekonstruktionsmethoden

Abbildung 3.8 stellt den Vergleich der rekonstruierten aerodynamischen Störkräfte bei ausgeregelter stabiler Oszillation dar. $F_{real,1}$, $F_{real,2}$ und $F_{real,3}$ sind die rekonstruierten aerodynamischen Störkräfte nach Methodik 1, 2 und 3. Ein empirischer Abgleich der kalkulierten Zeitverläufe offenbart signifikante physikalische Inkonsistenzen beim rein differenzdruckbasierten Schätzverfahren.

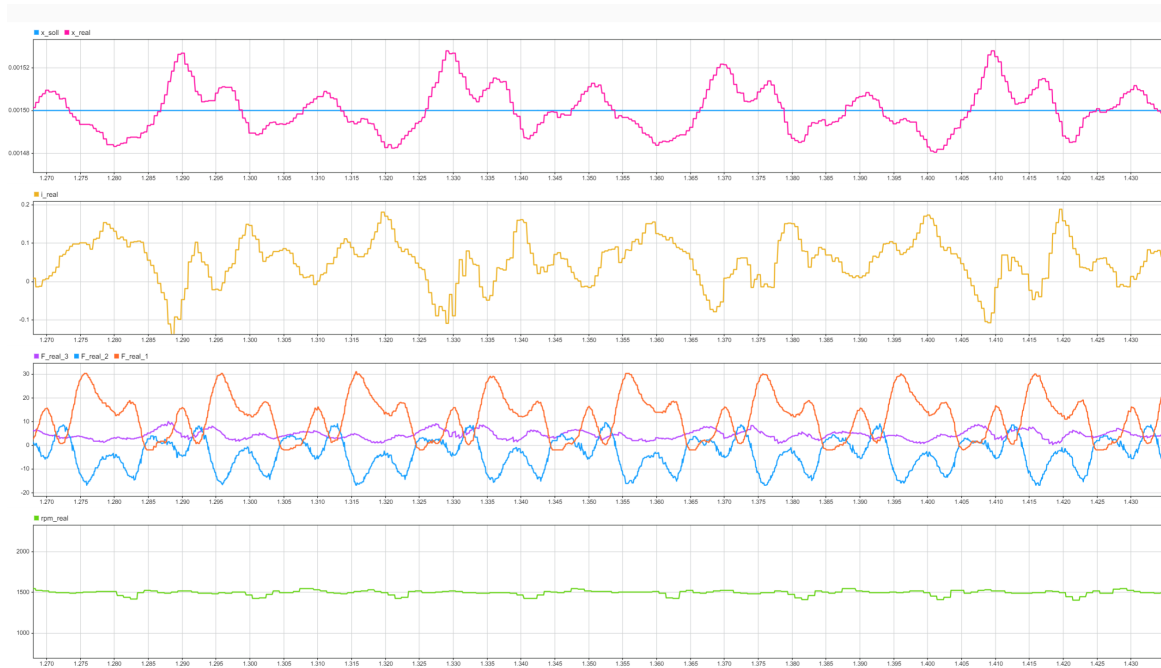


Abbildung 3.8.: Vergleich der rekonstruierten aerodynamischen Störkräfte

Als besonders aufschlussreich erwies sich die Datenanalyse von Prüfstand-Betriebspunkten, in denen das Ventil nicht am 0 mm mechanischen Endanschlag ruht, sondern sich bei einem definierten Sollwert in einem stabilen, leicht oszillierenden Schwebezustand befindet. In diesem quasistationären Zustand zeigte eine detaillierte Auswertung, dass die aus Methodik 1 berechnete Störkraft im zeitlichen Mittel stark in die positive Richtung wirkt. Das aufgewendete Spulenstromsignal des Reglers weist in demselben Arbeitspunkt jedoch ebenfalls einen positiven stationären Mittelwert von etwa 0,05 A auf. Da ein positiver Strom eine positive Lorentzkraft erzeugt und das makroskopische System sich im Kräftegleichgewicht befindet, muss die reale aerodynamische Störkraft im Mittel zwingend negativ wirken, um das Ventil in Position zu halten. Das Ergebnis der Methodik 1 steht folglich im eklatanten Widerspruch zu den realen physikalischen Gesetzmäßigkeiten des Aktors.

Für die nachfolgenden Reglerevaluationen und Simulationsszenarien werden fortan ausschließlich die Störprofile der Methodiken 2 und 3 angewendet, wobei der Methodik 3 unbedingte Priorität eingeräumt wird. Methodik 3 ist die einzige Methode, die die elektromechani-

sche Trägheitsreaktion des Aktors ausgewertet und dadurch die absolut authentische und verzögerungsfreie gesamte Störkraft auf das System präzise abbildet.

3.5. Systemvalidierung und Parameteridentifikation

Um sicherzustellen, dass das physikalische Modell in Simulink das reale Systemverhalten exakt widerspiegelt, muss eine Gegenprüfung durchgeführt werden. Hierfür wurde das Cutoff-Szenario analysiert.

3.5.1. Der Cutoff-Test zur Offenlegung unmodellierter Dynamiken

Beim Cutoff-Test am Prüfstand wird der Steuerstrom während des Betriebs unter Last schlagartig getrennt ($i(t) = 0$ A). In diesem stromlosen Zustand fallen alle elektronisch geregelten und magnetischen Lorentzkräfte weg. Es wirken fortan ausschließlich die mechanischen und aerodynamischen Kräfte auf das Ventil. Die resultierende ungesteuerte, abklingende freie Bewegung des Ventils wurde hochfrequent über den LVDT gemessen.

Parallel dazu wurde dieses Szenario in der Simulation nachgebildet. Zunächst wurde das Open-Loop Modell lediglich unter Berücksichtigung eines ermittelten Systemreibungsfaktors von $c = 40$ Ns/m simuliert. Dieser anfängliche Vergleich offenbarte jedoch eine drastische Diskrepanz: Die grüne Linie in Abbildung 3.9 repräsentiert die simulierte Trajektorie x_{ist} , die deutlich von der gemessenen Trajektorie x_{real} abweicht. Da die simulierte Aktorschubkraft aufgrund der Stromtrennung exakt null ist, das reale Prüfstands-Ventil jedoch stattdessen auf einer weitaus niedrigeren Position kraftschlüssig und stabil oszilliert, ließ dies den Rückschluss auf erhebliche, bisher unmodellerte Gegenkräfte zu. Aus diesem Verhalten wurde die Hypothese des aerodynamischen Federeffekts abgeleitet: Durch den starken Luftstrom der Flowbench wirkt der dynamische Luftpfad auf das eindringende Ventil wie eine starke, mechanische Rückstellfeder.

3.5.2. Identifikation der aerodynamischen Steifigkeit

Um dieses sehr komplexe pneumatische Phänomen simulativ auf eine vereinfachte, aber physikalisch absolut hinreichende Weise abzubilden, wurde das mechanische Streckenmodell in Simulink zusätzlich um eine aerodynamische Federsteifigkeit k_{aero} erweitert. Die dynamische Systemgleichung lautet somit:

$$m \cdot \ddot{x}(t) = K_F(x) \cdot i(t) + F_{Stör}(t) - c \cdot \dot{x}(t) - k_{aero} \cdot x(t) \quad (3.12)$$

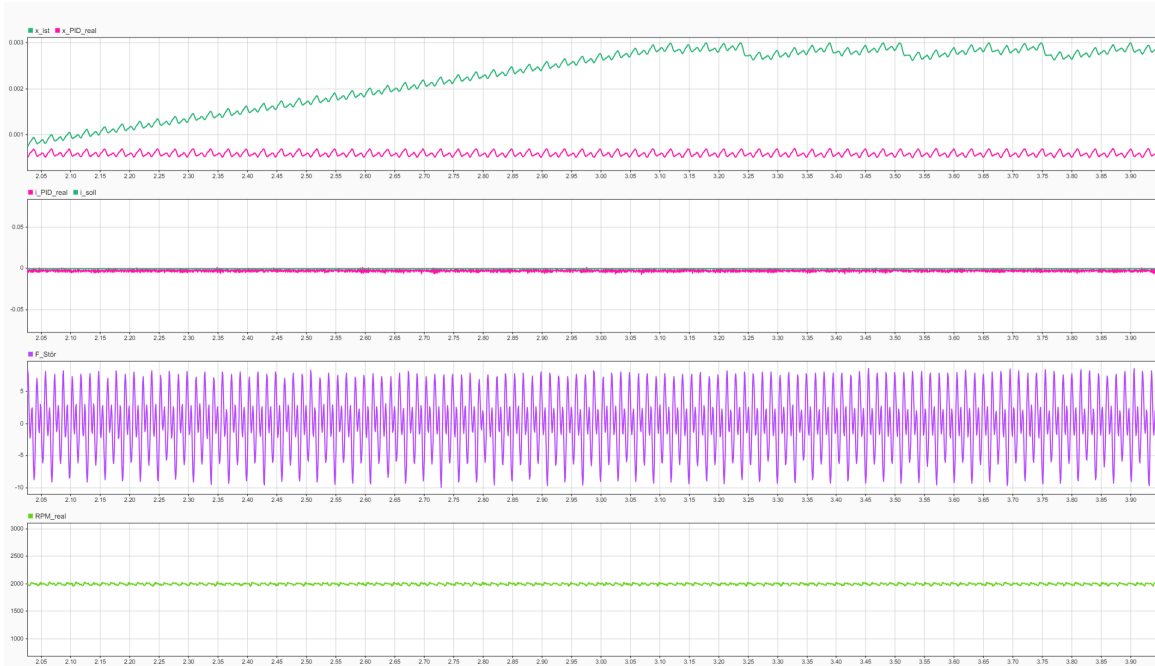


Abbildung 3.9.: Vergleich der simulierten und gemessenen Position beim Cutoff-Test mit $k_{aero} = 0 \text{ N/m}$ und $c = 40 \text{ Ns/m}$

Zur Bestimmung dieses unbekanntes Parameters wurden die realen Abkling-Daten bei unterschiedlichen Messreihen und Motordrehzahlen analysiert. Durch kontrolliertes iteratives Abstimmen auf die gemessenen Hüllkurven und Oszillationsfrequenzen zeigte sich, dass ein Federwert von $k_{aero} = 4000 \text{ N/m}$ für das vorliegende System passend ist. Als das Modell nachfolgend mit dieser applizierten Luftfeder und Systemreibung erneut durch das Cutoff-Szenario simuliert wurde, zeigte sich in Abbildung 3.10 ein vollkommen anderes, hochpräzises Verhalten. Sämtliche nachfolgenden Entwicklungsarbeiten verwenden fortan verbindlich dieses identifizierte Set von Anlagenspezifikationen.

Gleichermaßen bedeutet dies bezüglich der zuvor diskutierten Inversen Dynamik in Kapitel 3.4.3, dass das vollständige Berechnungsmodell zur exakten Rekonstruktion der real einwirkenden Gesamtkraft demnach lautet:

$$F_{Stör,3}(t) = m \cdot \ddot{x}_{clean}(t) - K_F \cdot \dot{i}(t) + c \cdot \dot{x}_{clean}(t) + k_{aero} \cdot x_{clean}(t) \quad (3.13)$$

3.6. Implementierung einer mechanischen Feder

Der im Prototyp verwendete physikalische VCA besitzt von Natur aus keine mechanische Rückstellfeder. Für den praktischen Einsatz am Strömungsprüfstand ist es jedoch gewünscht, dass das Ventil im stromlosen Zustand in der geschlossenen Position (0 mm) verbleibt. Um dieses Verhalten künftig zu gewährleisten, ist der Einbau einer physikalischen Druckfeder

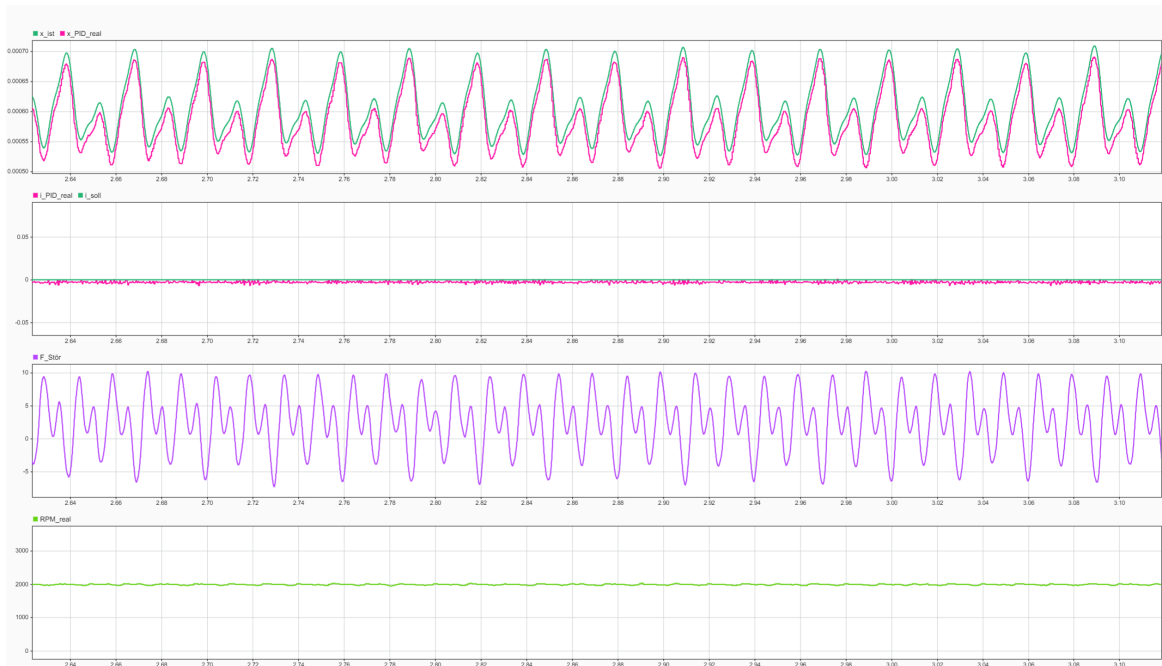


Abbildung 3.10.: Vergleich der simulierten und gemessenen Position beim Cutoff-Test mit $k_{aero} = 4000 \text{ N/m}$ und $c = 40 \text{ Ns/m}$

geplant. Im mathematischen Modell und im Simulink-Blockschaltbild wird diese modellierte Kraftkomponente wie folgt berücksichtigt [9]:

$$F_{Feder}(t) = -k_{feder} \cdot x(t) - F_{vor} \quad (3.14)$$

Dabei beschreibt k_{feder} die mechanische Federsteifigkeit und F_{vor} die Vorspannkraft, mit der das Ventil im stromlosen Zustand in den mechanischen Sitz gedrückt wird. Da die reale Hardware des aktuellen Prüfstands noch nicht über diese Feder verfügt, werden die Parameter in der Simulation derzeit noch auf $k_{feder} = 0 \text{ N/m}$ und $F_{vor} = 0 \text{ N}$ gesetzt. Das resultierende physikalische Modell in Simulink ist in [Abbildung 3.11](#) dargestellt.

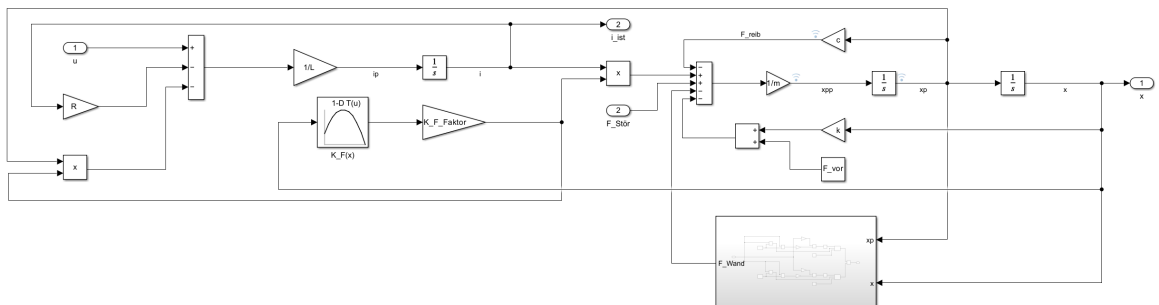


Abbildung 3.11.: Open-Loop-Modell mit Federkraftkomponente

4. Entwurf der Regelungsarchitektur

In diesem Kapitel wird das konkrete Design der beiden untersuchten Regelungsalgorithmen sowie der zwingend notwendigen unterstützenden Architekturelemente im Detail vorgestellt. Die Zielplattform für die spätere Hardware-Implementierung und den Prüfstandsbetrieb ist ein echtzeitfähiges Embedded-System der Firma Beckhoff. Der Wechsel von der reinen zeitkontinuierlichen Theorie zur digitalen Praxis erfordert eine konsequente zeitdiskrete Auslegung [17]. Aus diesem Grund werden alle entworfenen Regler, Zustandsschätzer und Signalgeneratoren konsequent auf eine fundamentale diskrete Abtastzeit von $T_s = 0,0001$ s ausgelegt, was einer Systemtaktfrequenz von 10 kHz entspricht. Die mathematische Parametrisierung der Algorithmen basiert dabei auf den nominalen Aktormodellen, präzise ergänzt um die in der Systemidentifikation ermittelten Störparameter.

4.1. Linearer Trajektoriengenerator (LTD)

In hochdynamischen mechatronischen Systemen ist die direkte Vorgabe von Sollwertsprüngen an den Positionsregler ein gravierender Entwurfsfehler [10]. Eine hochfrequente, unkonditionierte Sprunganregung würde bei einem Voice Coil Aktor unweigerlich zu massiven elektrischen Sättigungseffekten in Form einer Strombegrenzung der Endstufe führen. Zudem provoziert der unendliche Beschleunigungsbedarf eines idealen Sprungs starke Überschwinger in der Position und resultiert in einem massiv erhöhten mechanischen Verschleiß an den Endanschlägen des Ventils. Daher ist der eigentlichen Regelungsebene zwingend ein diskreter Trajektoriengenerator vorgeschaltet [10].

Dieser Filterblock hat die Aufgabe, blockförmige Sollwertsprünge des Bedieners in stetig differenzierbare, physikalisch tatsächlich machbare Profilvergaben umzuwandeln. Zu jedem diskreten Zeitschritt k liefert der Generator in sich konsistente Signale für die geglättete Sollposition $x_{soll}(k)$, die Sollgeschwindigkeit $\dot{x}_{soll}(k)$ (xp_{soll}) und die Sollbeschleunigung $\ddot{x}_{soll}(k)$ (xpp_{soll}). Diese durchgehende Differenzierbarkeit ist essenziell für die Implementierung einer Vorsteuerung, welche das dynamische Folgeverhalten des Gesamtsystems drastisch verbessert, ohne die Stabilitätsreserven des Closed Loop zu belasten. Abbildung 4.1 bildet das Blockschaltbild des LTD ab, welcher auf einem MATLAB Function Block basiert.

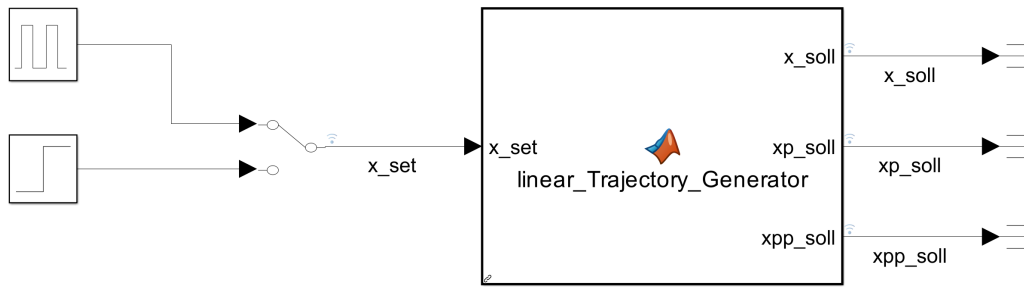


Abbildung 4.1.: Blockschaltbild LTD

4.1.1. Mathematische Implementierung des LTD

Klassische lineare Tiefpassfilter weisen oft den Nachteil auf, dass sie bei dynamischer Auslegung ein unerwünschtes Überschwingen zeigen. Um eine zeitoptimale Trajektorie ohne Überschwingen zu generieren, wird in dieser Arbeit ein Linearer Tracking-Differentiator (LTD) eingesetzt [10]. Der Kern dieses LTD ist ein zeitdiskretes lineares System zweiter Ordnung. Die Dynamik und Aggressivität dieses Trajektoriengenerators wird maßgeblich durch zwei physikalisch interpretierbare Tuning-Parameter bestimmt [10]:

- **Trajektorien-Bandbreite (ω_n):** Dieser Parameter bestimmt das wesentliche transiente Verhalten und die Schnelligkeit der generierten Trajektorie. Ein höherer Wert führt zu einem aggressiveren und schnelleren Folgeverhalten, limitiert durch die physikalische Beschleunigungsfähigkeit des Aktors.
- **Kritische Dämpfung (ζ):** Um eine glatte, asymptotische Konvergenz zum Zielwert zu garantieren und jegliches Überschwingen systematisch auszuschließen, wird das System kritisch gedämpft parametrisiert.

Der zeitdiskrete Algorithmus arbeitet mit der Systemabtastrate $T_s = 0,0001$ s. Er verarbeitet den rohen Sollwertsprung x_{set} und aktualisiert iterativ die Zustände $v_1(k)$ (gefilterte Position) und $v_2(k)$ (gefilterte Geschwindigkeit). Im ersten Schritt wird basierend auf dem linearen Steuergesetz die kontinuierliche Zielbeschleunigung $f_h(k)$ berechnet [10]:

$$f_h(k) = \omega_n^2 \cdot (x_{set}(k) - v_1(k)) - 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot v_2(k) \quad (4.1)$$

Die numerische Integration der Systemzustände erfolgt abschließend über das Euler-Vorwärts-Verfahren, was bei der gewählten Abtastrate eine vollkommen ausreichende Genauigkeit bietet [17]:

$$v_1(k+1) = v_1(k) + T_s \cdot v_2(k) \quad (4.2)$$

$$v_2(k+1) = v_2(k) + T_s \cdot f_h(k) \quad (4.3)$$

Die kontinuierlich berechneten Ausgänge des Trajektoriengenerator-Blocks werden dem Regelkreis als stetige und lineare Sollvorgaben zugewiesen. Sie lauten entsprechend $x_{soll} = v_1$, $\dot{x}_{soll} = v_2$ und die Vorsteuerbeschleunigung $\ddot{x}_{soll} = f_h$. Das dazugehörige MATLAB-Skript ist im Anhang A.3 aufgeführt. Die Bandbreite wurde auf $\omega_n = 1000$ rad/s und die Dämpfung auf $\zeta = 1,0$ festgelegt. Abbildung 4.2 veranschaulicht die resultierende Trajektorie für einen Rechteckpuls von 0 auf 3 mm. Der Sollwert wird nach 8,1 ms erreicht, wobei keine unstetigen Kanten mehr auftreten.

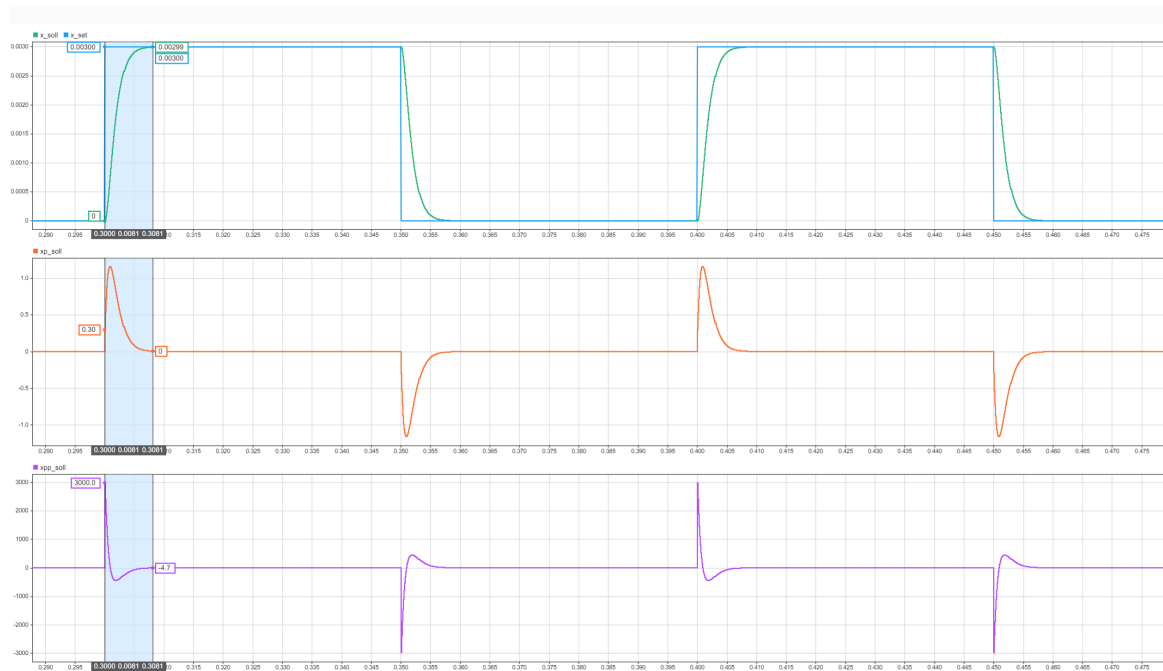


Abbildung 4.2.: Trajektorie für einen Rechteckpuls von 0 auf 3 mm nach LTD

4.2. Entwurf des diskreten Erweiterten Zustandsbeobachters (LESO)

Da sämtliche in dieser Arbeit untersuchten Regelungsverfahren kontinuierliche, rauscharme Schätzwerte für die Systemzustände benötigen, bildet der Lineare Erweiterte Zustandsbeobachter (LESO) das unverzichtbare informationstechnische Fundament der gesamten Architektur. Neben der Position x und der Geschwindigkeit \dot{x} schätzt der LESO insbesondere die hochkomplexe externe Gesamtstörung in Echtzeit [12].

4.2.1. Beobachtermatrizen und physikalisches Vorwissen

Die Auslegung des LESO erfolgt nach der bewährten Bandbreiten-Methode [11]. Bei diesem Paradigma werden alle Eigenwerte (Pole) des zeitkontinuierlichen Beobachters auf denselben charakteristischen Wert $-\omega_o$ auf der negativen reellen Achse platziert. Dies reduziert das oftmals komplexe Tuning einer Luenberger-Matrix auf einen einzigen physikalisch intuitiven Parameter: die Beobachterbandbreite, welche den Kompromiss zwischen Schätzgeschwindigkeit und Rauschempfindlichkeit definiert. Für das betrachtete elektromechanische VCA-System zweiter Ordnung, zuzüglich des erweiterten Störzustands (somit Systemordnung $n = 3$), ergeben sich die Polvorgabe-Verstärkungen durch Koeffizientenvergleich deterministisch zu [11]:

$$\beta_1 = 3 \cdot \omega_o, \quad \beta_2 = 3 \cdot \omega_o^2, \quad \beta_3 = \omega_o^3 \quad (4.4)$$

Eine Besonderheit dieses Entwurfs liegt in der Reduktion auf die funktionelle Standardform. Mit dem nominalen Eingangsverstärkungsfaktor $b_0 = \frac{K_F}{m}$ (wobei $K_F = 30,25 \text{ N/A}$ und $m = 0,46 \text{ kg}$) ergeben sich die zeitkontinuierlichen Systemmatrizen des Beobachters zu [13]:

$$\mathbf{A}_{leso} = \begin{bmatrix} -\beta_1 & 1 & 0 \\ -\beta_2 & 0 & 1 \\ -\beta_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_{leso} = \begin{bmatrix} 0 & \beta_1 \\ b_0 & \beta_2 \\ 0 & \beta_3 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

$$\mathbf{C}_{leso} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{D}_{leso} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Durch diese Maßnahme schätzt der Beobachter mittels z_3 nun sämtliche einwirkenden Kräfte als kumulative Gesamtstörung ab. Abbildung 4.3 stellt das Blockschaltbild des LESO dar, welcher als dezidierter diskreter Zustandsraum-Block implementiert ist. Nach mehreren Simulationsläufen mit realen Positionsdaten wurde die Beobachterbandbreite auf $\omega_o = 2000 \text{ rad/s}$ festgelegt.

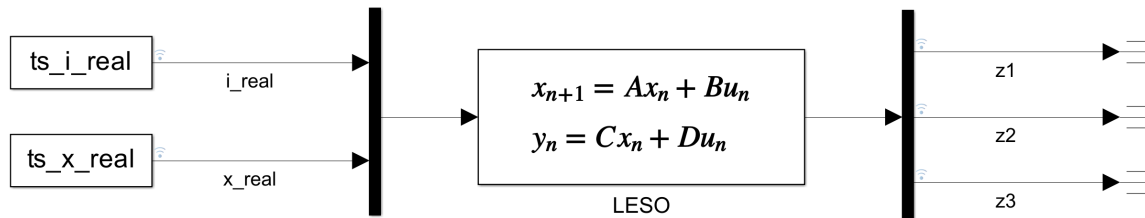


Abbildung 4.3.: Blockschaltbild LESO

4.2.2. Zero-Order Hold (ZOH) des LESO

Da der LESO auf der digitalen Beckhoff-Hardware iterativ ausgeführt wird, müssen die kontinuierlichen Matrizen zwingend und exakt mit der Abtastzeit $T_s = 0,0001 \text{ s}$ diskretisiert werden. Im MATLAB-Skript wird hierfür die exakte Zero-Order-Hold-Methode (ZOH) verwendet [17]:

$$(\mathbf{A}_{leso}, \mathbf{B}_{leso}, \mathbf{C}_{leso}, \mathbf{D}_{leso}) = c2d(ss(\mathbf{A}_{leso}, \mathbf{B}_{leso}, \mathbf{C}_{leso}, \mathbf{D}_{leso}), T_s, 'zoh') \quad (4.7)$$

Das vollständige MATLAB-Skript zur Berechnung und Diskretisierung der LESO-Koeffizienten ist im Anhang A.2 aufgelistet. Im laufenden Betrieb liefert dieser zeitdiskrete Beobachter zu jedem Abtastschritt k die gefilterten Schätzwerte $\hat{x} = [z_1, z_2, z_3]^T$. Hierbei repräsentiert $z_1 \approx x$ die rauschfreie Position, $z_2 \approx \dot{x}$ die aktuell anliegende Geschwindigkeit und der erweiterte Zustand $z_3 \approx F_{Stör}$ die Summe aller unmodellierten Systemdynamiken sowie der extremen externen Strömungsstörungen [13]. Abbildung 4.4 vergleicht die reale Position mit der geschätzten Position. Es ist ersichtlich, dass die Schätzung beinahe deckungsgleich mit der realen Trajektorie verläuft und die Phasenzögerung vernachlässigbar klein ist. Dabei repräsentiert die rote Linie die gemessene Position x_{real} und die grüne Linie die geschätzte Position z_1 . Ferner entspricht z_2 der geschätzten Geschwindigkeit und z_3 der geschätzten Gesamtstörung.

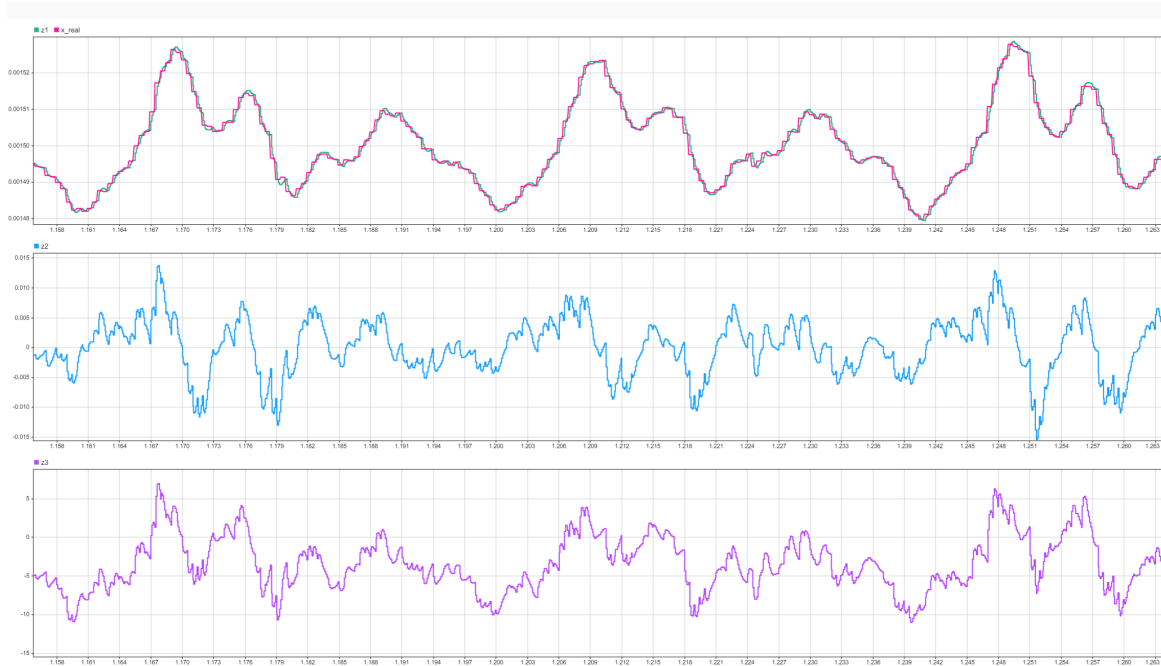


Abbildung 4.4.: Vergleich der Schätzwerte des LESO mit den Messdaten der LVDT

4.3. Reglerparametrisierung und Strukturentwurf

Aufbauend auf den hochwertigen, zeitdiskreten Zustandsinformationen des LESO und den geglätteten kinematischen Profilvergaben des Trajektoriengenerators werden im Folgenden die beiden Kern-Regelungsalgorithmen im Detail ausgelegt.

4.3.1. Parametrisierung und Strukturentwurf des LADRC

Der LADRC-Ansatz verfolgt ein gänzlich anderes regelungstechnisches Paradigma als der PID-Regler [12]. Anstatt ein präzises mathematisches Streckenmodell zu optimieren, nutzt der LADRC die Schätzung z_3 des LESO zur direkten, algebraischen Kompensation der gesamten Streckendynamik und aller einwirkenden externen Störungen. Durch die direkte Einspeisung der invertierten Störkompensation verhält sich das aerodynamisch stark gestörte elektromechanische System aus Sicht des Reglers näherungsweise wie eine reine, nominale Doppelintegratorstrecke [14]. Das berechnete physikalische Stellsignal $u(t)$ setzt sich aus dem Regeleingang $u_0(t)$ und der Störkompensation zusammen [12]:

$$u(t) = \frac{u_0(t) - z_3(t)}{b_0} \quad (4.8)$$

Da die modifizierte Strecke nach dieser Kompensation einem idealen Doppelintegrator entspricht, kann für den Regler $u_0(t)$ ein klassischer, linearer PD-Regler verwendet werden. Die Parametrisierung dieses PD-Reglers erfolgt methodisch analog zum Beobachter über das Bandbreitenverfahren [11]. Um eine ausreichende und stabile Phasentrennung zwischen dem LESO und dem Regler sicherzustellen, wird die Reglerbandbreite typischerweise um den Faktor 3 bis 5 kleiner als ω_o des LESO gewählt [11]. Nach mehreren iterativen Versuchen wurde die Reglerbandbreite auf $\omega_c = 800$ rad/s festgelegt, was eine ausgezeichnete Dynamik ermöglicht. Zusätzlich wurde ein Dämpfungsgrad von $\zeta = 1,2$ in der Nennerpolynom-Struktur gewählt. Diese leicht überdämpfte Auslegung verhindert aktiv, dass das System beim Anfahren von Zielpositionen über das Ziel hinausschießt [15]. Angesichts der harten mechanischen Endanschläge des Aktors ist die Vermeidung von Überschwingen von höchster Priorität, um mechanische Beschädigungen zu verhindern. Die Fehlergrößen $e_1 = x_{soll} - z_1$ und $e_2 = \dot{x}_{soll} - z_2$ werden mit den resultierenden Verstärkungen berechnet [11]:

$$k_x = \omega_c^2 = 640000, \quad k_{xp} = 2 \cdot \zeta \cdot \omega_c = 1920 \quad (4.9)$$

Der Regeleingang lautet unter Einbezug der Beschleunigungsvorsteuerung somit $u_0 = k_x e_1 + k_{xp} e_2 + \ddot{x}_{soll}$. Abbildung 4.5 visualisiert das resultierende Blockschaltbild des LADRC-Reglers inklusive LESO.

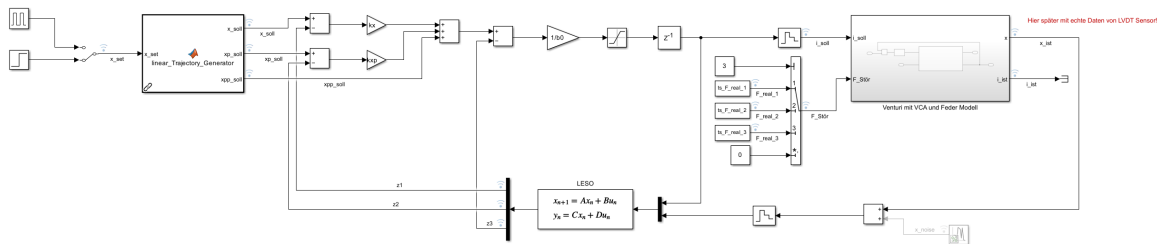


Abbildung 4.5.: Blockschaltbild LADRC-Regler mit LESO

4.3.2. Parametrisierung und Strukturentwurf des LQR

Ein Standard-LQR berechnet eine energetisch optimale Zustandsrückführung basierend auf der strikten Minimierung einer quadratischen Kostenfunktion [17]. Ein reiner Proportional-Zustandsregler weist jedoch naturgemäß signifikante stationäre Regelfehler auf, sobald langanhaltende konstante Störgrößen auf die Masse wirken oder parametrische Modellungenauigkeiten vorliegen. Durch den Einsatz des LESO erübrigt sich jedoch die Implementierung eines fehleraufziehenden Integrators. Jeglicher Steady-State-Fehler wird durch die Schätzung der Gesamtstörung (z_3) kompensiert [18]. Der LQR wird hier auf die nominalen physikalischen 2 Zustände der Strecke angewendet und regelt exakt die Differenz zwischen den Trajektorienvorgaben und den LESO-Zustandsschätzungen aus [18]. Die zeitkontinuierliche

5. Simulationsergebnisse und Bewertung

In diesem Kapitel werden die Ergebnisse der in MATLAB/Simulink durchgeführten Testläufe detailliert präsentiert, physikalisch interpretiert und regelungstechnisch kritisch analysiert. Die Leistungsfähigkeit der entworfenen Regelungsalgorithmen (LQR, LADRC) wird konsequent anhand der definierten Szenarien evaluiert und der bisherigen PID-Regelung als Baseline gegenübergestellt.

5.1. Solver-Konfiguration und Echtzeitfähigkeit

Da die Algorithmen in einem späteren Projektschritt auf eine Beckhoff-SPS portiert werden, darf die Simulation keine idealisierten Bedingungen annehmen. Daher wird anstelle eines variablen Solvers ein Fixed-Step-Solver `ode4` (Runge-Kutta-Verfahren 4. Ordnung) verwendet [24, 26].

Die fundamentale Abtastzeit ist starr auf $T_s = 0,0001$ s festgelegt, was einer Taktfrequenz von 10 kHz entspricht. Diese Frequenz repräsentiert exakt die reale Task-Zykluszeit des EtherCAT-Busses im Ziel-Embedded-System. Durch die strikte zeitdiskrete Modellierung aller Reglerkomponenten und die durchgängige Verwendung des Zero-Order-Hold-Verfahrens (ZOH) werden phasenverschiebende Effekte, Quantisierungsrauschen und Totzeiten bereits in der Simulation physikalisch korrekt abgebildet.

5.2. Ergebnisse im Open Loop

5.2.1. Passives Verhalten unter Störeinfluss (0A-Test)

Das 0 A-Szenario liefert die physikalische Baseline für die Störungsintensität des Prüfstands. Das Modell verbleibt elektrisch vollständig stromlos, während die aus Inverse Dynamik rekonstruierten Störkräfte auf das Ventil wirken.

Das Simulationsergebnis in Abbildung 3.10 verdeutlicht, dass die massiven Strömungspulsationen ausreichen, um den Aktor signifikant und hochfrequent aus seiner Ruhelage zu verdrängen. Die Amplitude dieser passiven, erzwungenen Oszillation wird im Modell physikalisch korrekt durch die aerodynamische Federsteifigkeit k_{aero} und die Viskosität c limitiert.

5.2.2. Max. Strom und Endlagen-Kollision (2,9A-Test)

Laut Datenblatt (siehe Anhang B.1) beträgt die maximale Dauerkraft des VCA 87,74 N. Daraus ergibt sich der maximale Dauerstrom zu:

$$I_{Dauer} = \frac{F_{Dauer}}{K_F} = \frac{87,74 \text{ N}}{30,25 \frac{\text{N}}{\text{A}}} \approx 2,90 \text{ A} \quad (5.1)$$

Im zweiten Open-Loop-Szenario wurde der innere Strom-Closed-Loop mit dem maximal zulässigen thermischen Dauerstrom von $i_{soll} = 2,9 \text{ A}$ beaufschlagt, um die physikalische Anstiegszeit zu ermitteln. Die Simulationskurven belegen, dass das elektromechanische Subsystem den Stromvorgaben dank der extrem geringen Induktivität ($L = 3,4 \text{ mH}$) des Sensata-Aktors nahezu verzögerungsfrei folgt.

Abbildung 5.1 belegt, dass die maximale Stromvorgabe von $2,9 \text{ A}$ in ca. $0,5 \text{ ms}$ erreicht wird. Die Endlagen-Kollision bei 3 mm erfolgt nach ca. $6,5 \text{ ms}$, wobei der Aktor mit sehr hoher Beschleunigung auf die virtuelle Wand trifft. Dies entspricht der theoretisch maximal möglichen Anstiegszeit, die sich aus der geringen Induktivität und dem ohmschen Widerstand des Aktors ergibt.

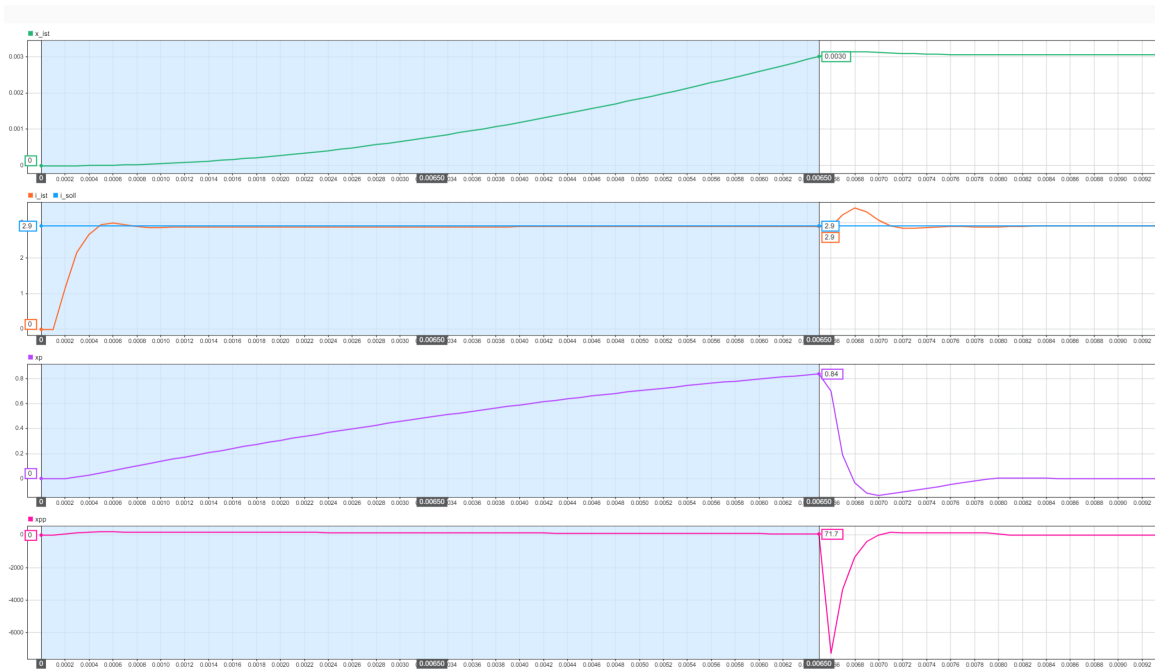


Abbildung 5.1.: Max. Dauerstrom von 2,9 A Test

5.3. Ergebnisse im Closed Loop

Um das Folgeverhalten des LADRC- und LQR-Reglers mit dem realen PID-Regler besser vergleichen zu können, werden die Simulationen mit dem in Abbildung 5.2 dargestellten Vergleichsmodell durchgeführt.

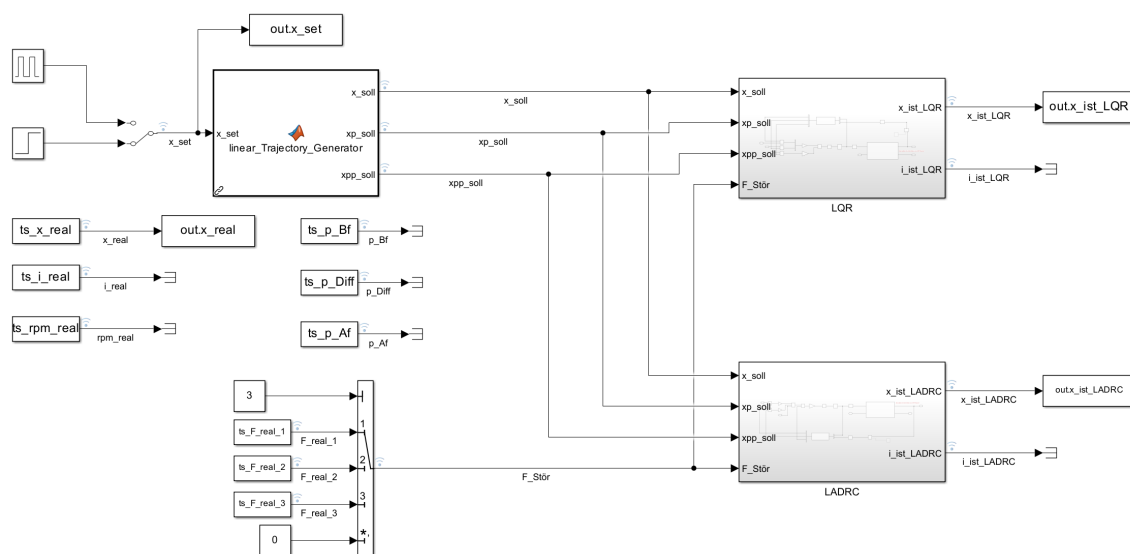


Abbildung 5.2.: Vergleichsmodell für die Regler

Zur einheitlichen Interpretation der nachfolgenden Diagramme werden die darin dargestellten Signale und deren Farbcodierungen im Voraus definiert. Die grüne Kurve ($x_{ist,LADRC}$) kennzeichnet die simulierte Position des LADRC-Reglers, die gelbe Kurve ($x_{ist,LQR}$) die simulierte Position des LQR-Reglers, die blaue Kurve (x_{soll}) die vom Trajektoriengenerator vorgegebene Soll-Position und die rote Kurve (x_{real}) die vom PID-Regler des Prüfstands tatsächlich gemessene Position. Bezüglich der Ströme repräsentiert die grüne Kurve ($i_{soll,LADRC}$) den Stellstrom des LADRC-Reglers, die gelbe Kurve ($i_{soll,LQR}$) den Stellstrom des LQR-Reglers und die rote Kurve (i_{real}) den tatsächlichen Stellstrom des PID-Reglers am Prüfstand. Darüber hinaus veranschaulicht die violette Kurve ($F_{Stör}$) die einwirkende Störkraft und die grüne Kurve (rpm_{real}) die reale Motordrehzahl.

5.3.1. Folgeverhalten ohne Störungen

Zunächst wurde das reine Folgeverhalten ohne anliegende Störungen evaluiert. Der Trajektoriengenerator fordert dynamische Positionssprünge im Arbeitsbereich von 0 bis 3 mm durch Sprung- und Rechteckpulssignale.

Beide Regelungsalgorithmen zeigen in diesem idealisierten, ungestörten Szenario ein exzellentes Folgeverhalten, wie die Sprungantworten in Abbildung 5.3 und die Rechteckpulssignale in Abbildung 5.4 belegen. Die Anstiegs- und Einschwingzeit des LQR-Reglers beträgt ca. 22,5 ms, die des LADRC-Reglers ca. 17,1 ms. Ein Überschwingen ist nicht zu beobachten.

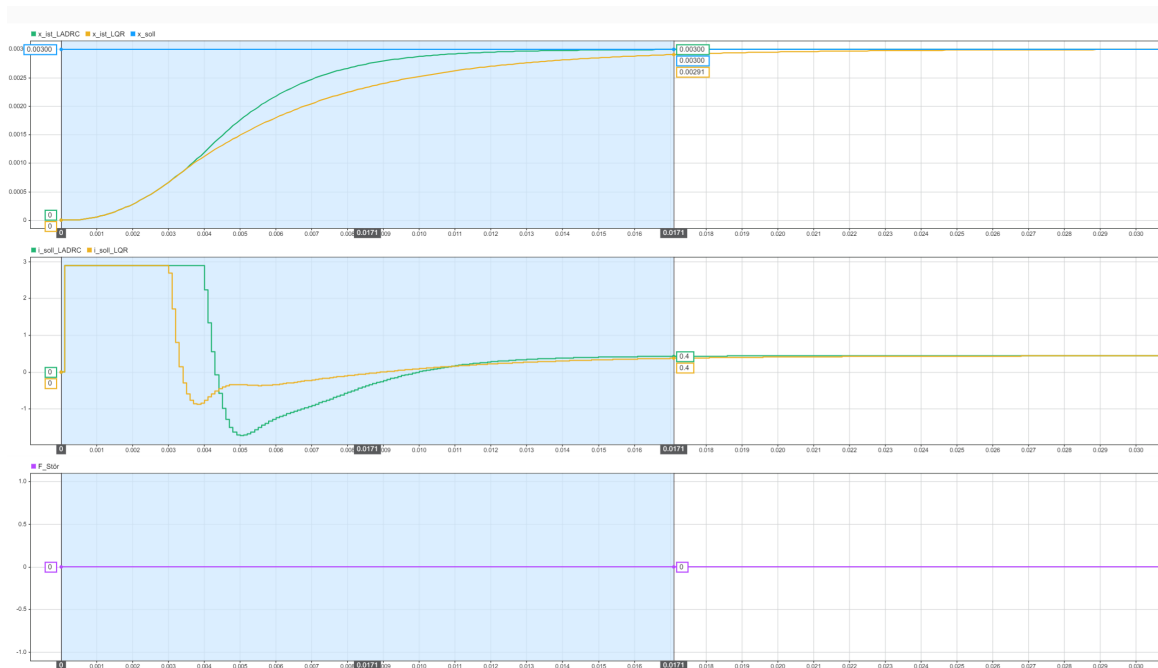


Abbildung 5.3.: Folgeverhalten ohne Störung und 0 bis 3 mm Soll-Position

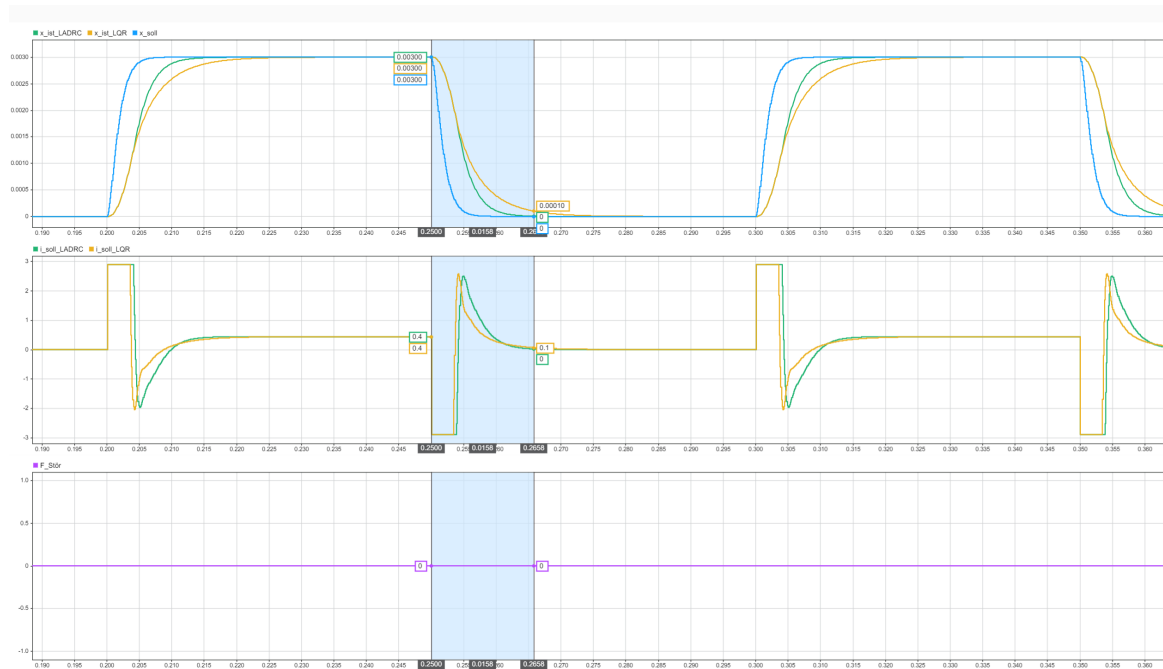


Abbildung 5.4.: Folgerverhalten ohne Störung und 0 bis 3 mm Rechteckpuls

5.3.2. Folgeverhalten unter einer konstanten Störkraft

Im nächsten Schritt wird zum Zeitpunkt $t = 2\text{ s}$ eine konstante Störkraft von -50 N aufgebracht, während ein Sollwert von $1,5\text{ mm}$ gefordert ist. Abbildung 5.5 illustriert die Simulationsergebnisse. Die maximale Regelabweichung beider Regler beträgt nahezu gleich $0,1\text{ mm}$. Die Rückkehrzeit zum Sollwert beträgt beim LQR-Regler ca. 25 ms und beim LADRC-Regler ca. $15,8\text{ ms}$.

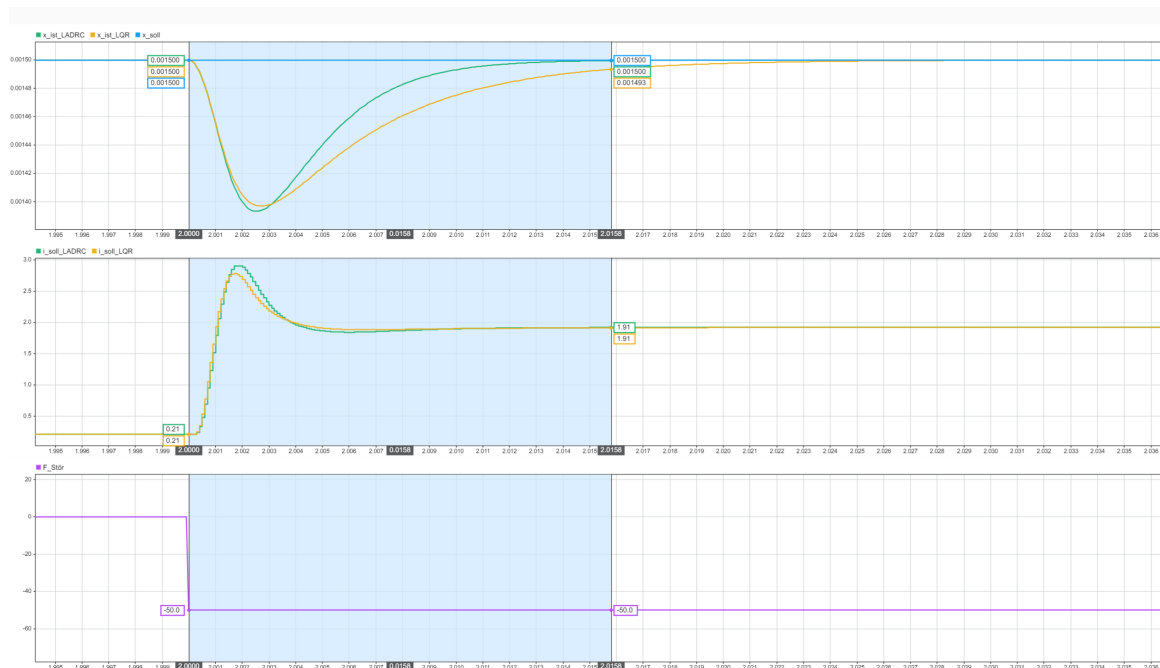


Abbildung 5.5.: Folgeverhalten mit -50 N Störkraft und $1,5\text{ mm}$ Soll-Position

5.3.3. Folgeverhalten unter Druckpulsationen

Der entscheidende Leistungsnachweis für den Praxiseinsatz erfolgt unter Einspeisung der hochfrequenten Luftdruckpulsationen. Deswegen wurde die Kraft aus den Flowbench-Daten durch Inverse Dynamik berechnet, um die realitätsnahe Störkraft zu simulieren.

Zur objektiven Systembewertung der Störunterdrückung werden drei wesentliche Metriken herangezogen:

- **Root Mean Square Error (RMSE):** Die quadratisch gemittelte Positionsabweichung. Diese Metrik gewichtet größere Fehlerabweichungen stärker und ist ein globaler Indikator für die Tracking-Güte [27].

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (x_{soll}(k) - x(k))^2} \quad (5.2)$$

- **Mean Absolute Error (MAE):** Der durchschnittliche absolute Fehler des Trackings. Er bietet ein direktes Maß für die Genauigkeit ohne übermäßige Gewichtung von Extremwerten [27].

$$MAE = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |x_{soll}(k) - x(k)| \quad (5.3)$$

- **Max Error:** Die maximale Positionsauslenkung vom Sollwert, welche besonders kritisch für die Verhinderung von Endlagen-Kollisionen oder Toleranzüberschreitungen ist.

$$MaxError = \max_{k=1}^N |x_{soll}(k) - x(k)| \quad (5.4)$$

Die nachfolgenden Unterkapitel präsentieren die detaillierten Simulationsergebnisse für unterschiedliche Drehzahlen (RPM) und Soll-Positionen unter verschiedenen Druckstörungen.

5.3.3.1. Ergebnisse bei 1500 RPM

Bei einer Motordrehzahl von 1500 RPM weist das Störprofil im Vergleich eine geringere Überlagerungsfrequenz auf. Die quantitative Fehleranalyse in Tabelle 5.1 belegt, dass die zustandsbasierten Regelungsalgorithmen (LADRC, LQR) die Systemperformance gegenüber der klassischen PID-Rückführung erheblich verbessern. Insbesondere bei der hohen Sollposition von 3,0 mm erzielen die modernen Architekturen eine Reduktion des RMSE um 93 %. Die Abbildungen 5.6 bis 5.10 zeigen die stationären Ergebnisse unter verschiedenen Sollpositionen, während die Abbildungen 5.11 bis 5.13 das transiente Reaktionsverhalten bei Sollwertänderungen dokumentieren. Die Anstiegszeiten beider moderner Regler liegen je nach Sollwertsprung zwischen 10 ms und 15 ms.

Tabelle 5.1.: Quantitativer Tracking-Vergleich bei 1500 RPM

Metrik	Regler	0,5 mm	1,0 mm	1,5 mm	2,5 mm	3,0 mm
RMSE (mm)	PID (Real)	0,0228	0,0069	0,0109	0,0065	0,0009
	LQR	0,0120	0,0033	0,0043	0,0025	0,0001
	LADRC	0,0141	0,0038	0,0047	0,0027	0,0001
MAE (mm)	PID (Real)	0,0195	0,0052	0,0092	0,0057	0,0008
	LQR	0,0104	0,0025	0,0034	0,0020	0,0000
	LADRC	0,0121	0,0030	0,0037	0,0021	0,0000
Max Error (mm)	PID (Real)	0,0555	0,0236	0,0274	0,0151	0,0025
	LQR	0,0314	0,0118	0,0117	0,0095	0,0005
	LADRC	0,0366	0,0135	0,0128	0,0110	0,0006
Verbesserung vs PID (RMSE)	LQR	+47,5%	+52,1%	+60,7%	+61,6%	+93,3%
	LADRC	+38,1%	+44,7%	+57,2%	+59,2%	+93,0%

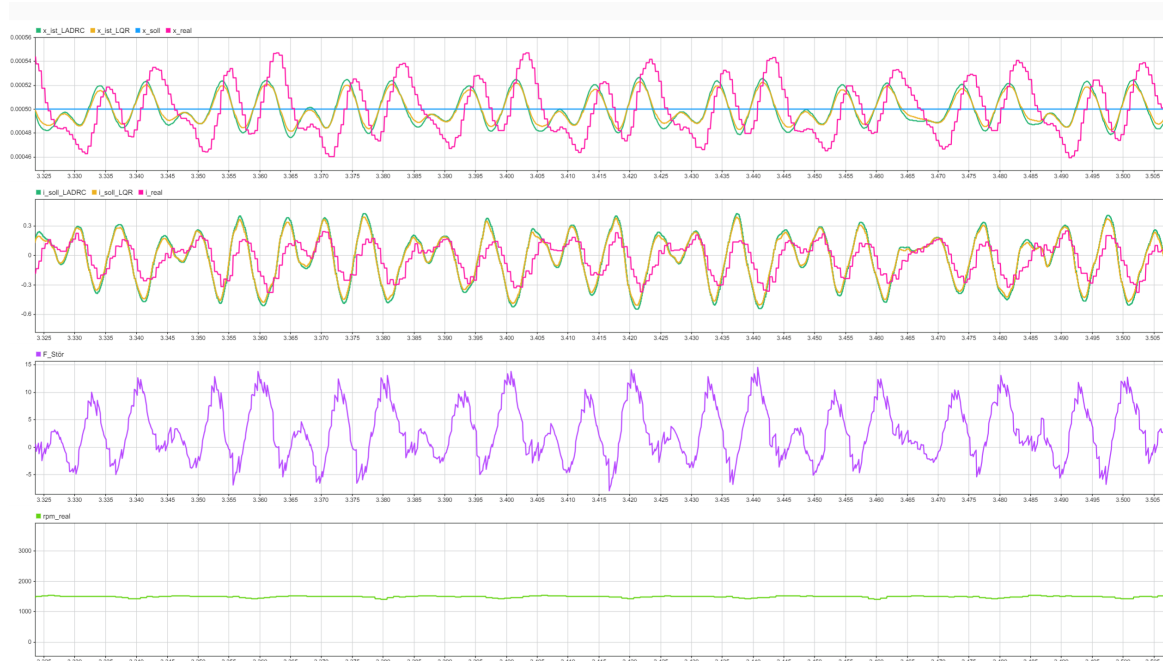


Abbildung 5.6.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 0,5 mm Soll-Position

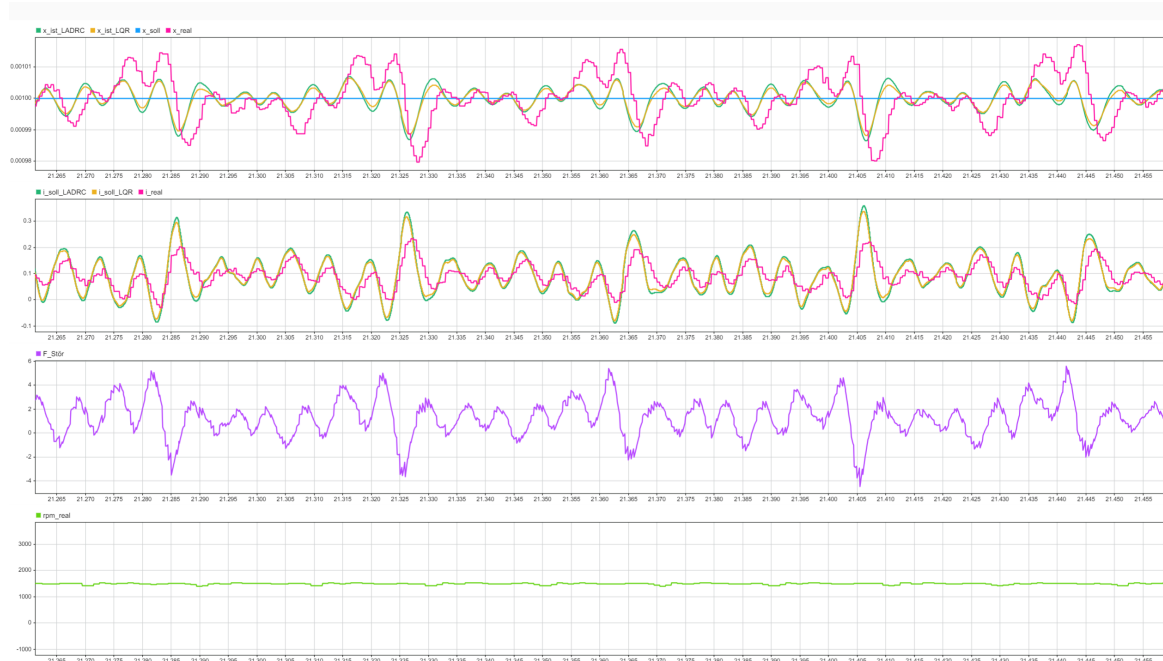


Abbildung 5.7.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1 mm Soll-Position

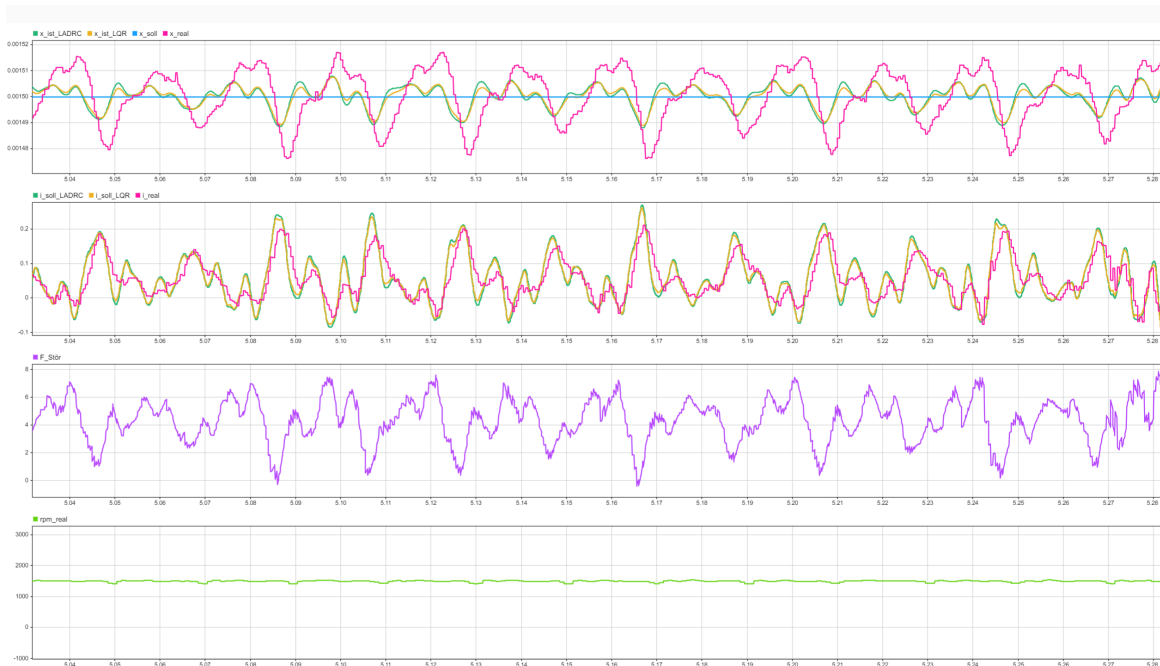


Abbildung 5.8.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1,5 mm Soll-Position



Abbildung 5.9.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 2,5 mm Soll-Position



Abbildung 5.10.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 3 mm Soll-Position

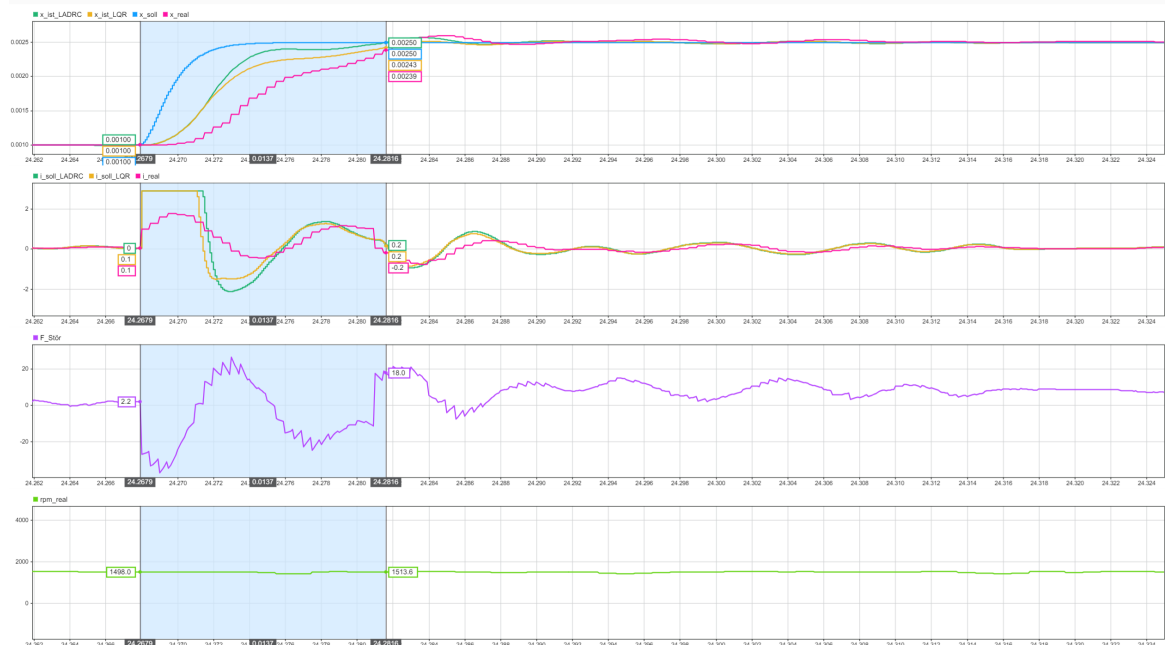


Abbildung 5.11.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1 bis 2,5 mm Soll-Position

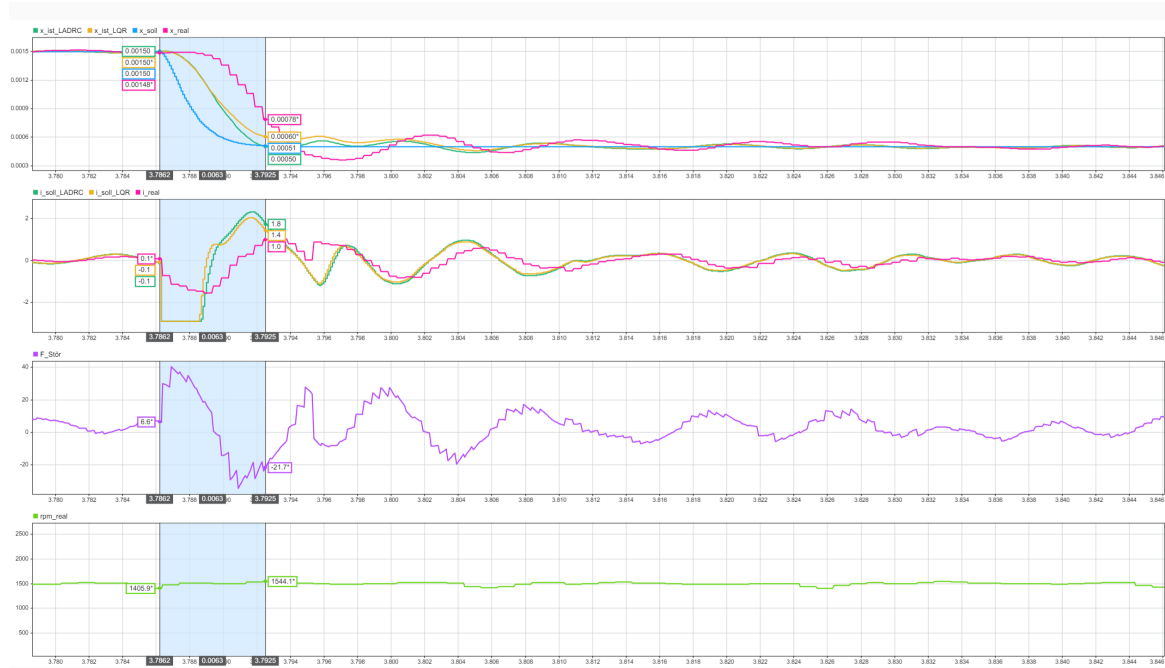


Abbildung 5.12.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1,5 bis 0,5 mm Soll-Position

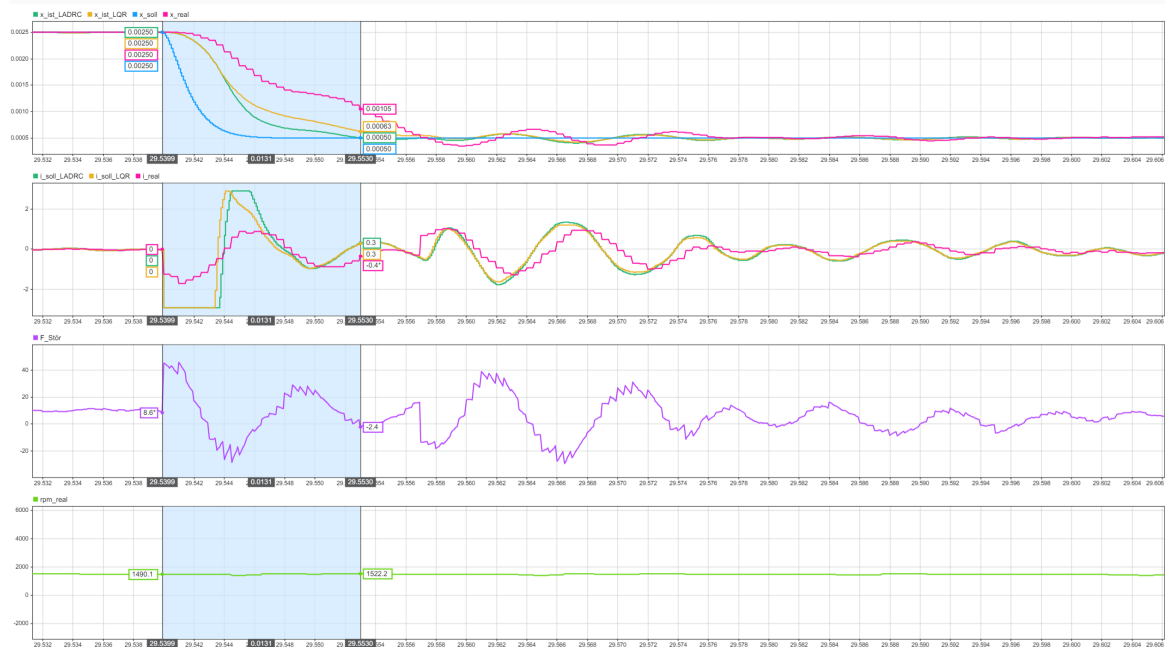


Abbildung 5.13.: Folgeverhalten bei 1500 RPM und 2,5 bis 0,5 mm Sollposition

5.3.3.2. Ergebnisse bei 2000 RPM

Die Erhöhung auf 2000 RPM bewirkt eine Verdichtung der Störimpulse im simulierten Flowbench-Datensatz. Die Fehlercharakteristika in Tabelle 5.2 belegen analog zum vorherigen Szenario, dass LQR und LADRC den maximalen Positionsfehler gegenüber der PID-Baseline um nahezu die Hälfte reduzieren. Dieser quantitative Vorteil spiegelt sich unmittelbar in den Zeitverläufen in Abbildung 5.14 bis 5.17 wider. Zielsicheres Tracking und ein reduziertes Pendeln in den stationären Phasen verdeutlichen die konsequente Störkraftkompensation.

Tabelle 5.2.: Quantitativer Tracking-Vergleich bei 2000 RPM

Metrik	Regler	0,5 mm	1,5 mm	2,5 mm	3,0 mm
RMSE (mm)	PID (Real)	0,0317	0,0333	0,0257	0,0010
	LQR	0,0180	0,0180	0,0133	0,0002
	LADRC	0,0215	0,0212	0,0155	0,0002
MAE (mm)	PID (Real)	0,0261	0,0271	0,0204	0,0008
	LQR	0,0155	0,0155	0,0112	0,0001
	LADRC	0,0186	0,0185	0,0132	0,0001
Max Error (mm)	PID (Real)	0,0721	0,0809	0,0574	0,0039
	LQR	0,0444	0,0437	0,0306	0,0015
	LADRC	0,0535	0,0498	0,0339	0,0016
Verbesserung vs PID (RMSE)	LQR	+43,2%	+45,9%	+48,2%	+84,9%
	LADRC	+32,2%	+36,2%	+39,9%	+83,7%

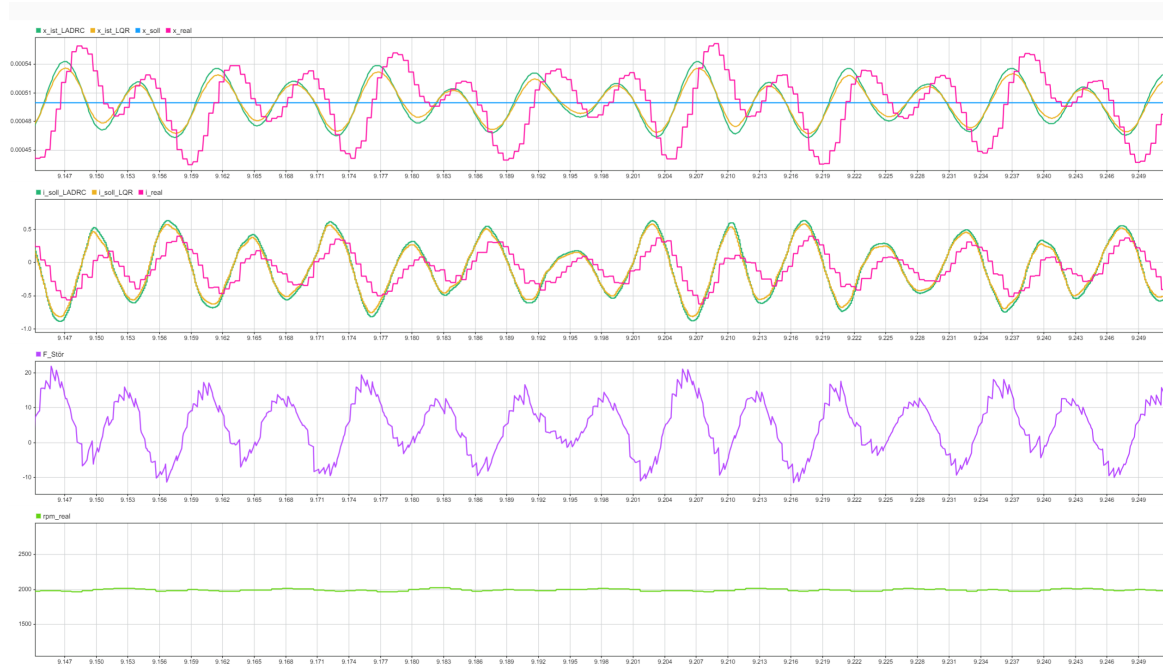


Abbildung 5.14.: Folgeverhalten bei 2000 RPM und 0,5 mm Soll-Position

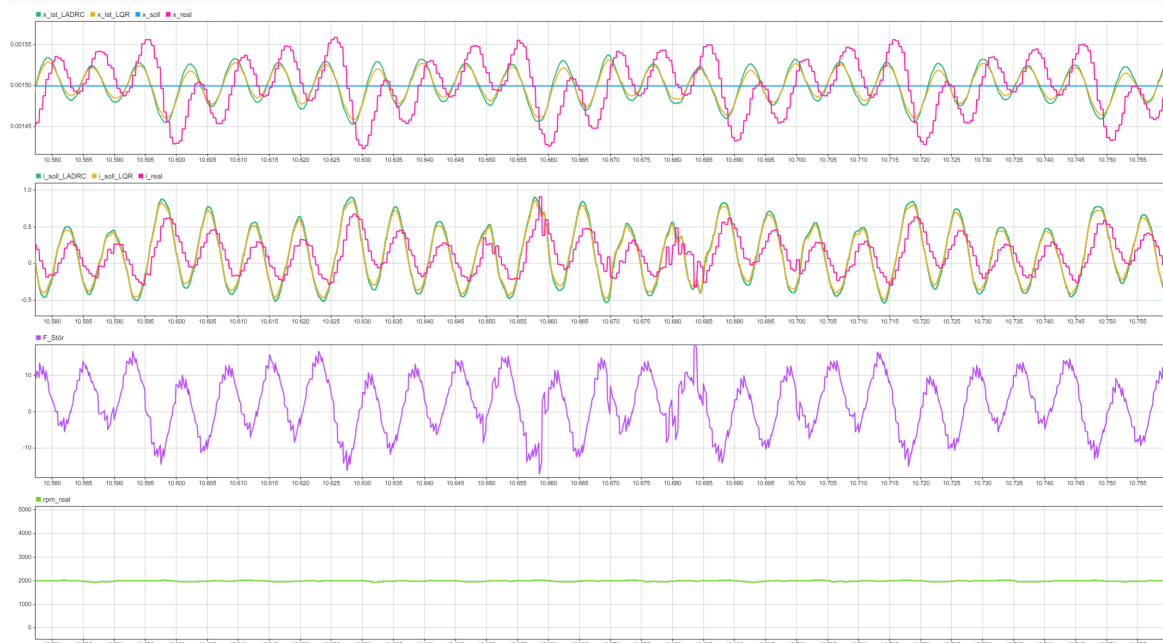


Abbildung 5.15.: Folgeverhalten bei 2000 RPM und 1,5 mm Soll-Position

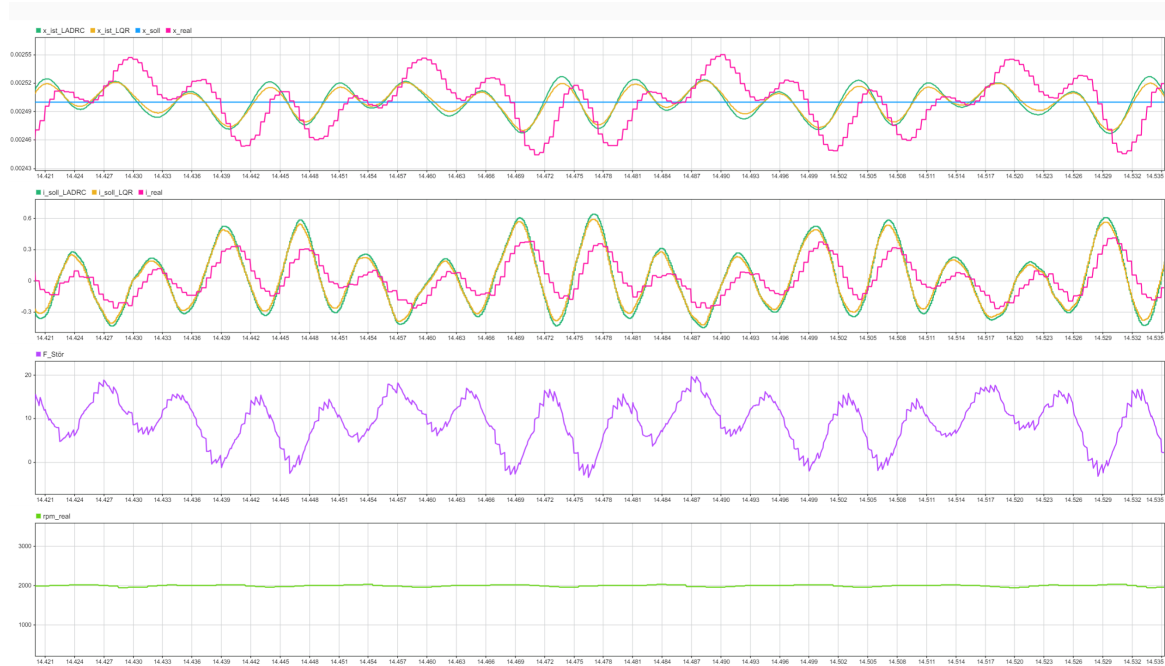


Abbildung 5.16.: Folgeverhalten bei 2000 RPM und 2,5 mm Soll-Position

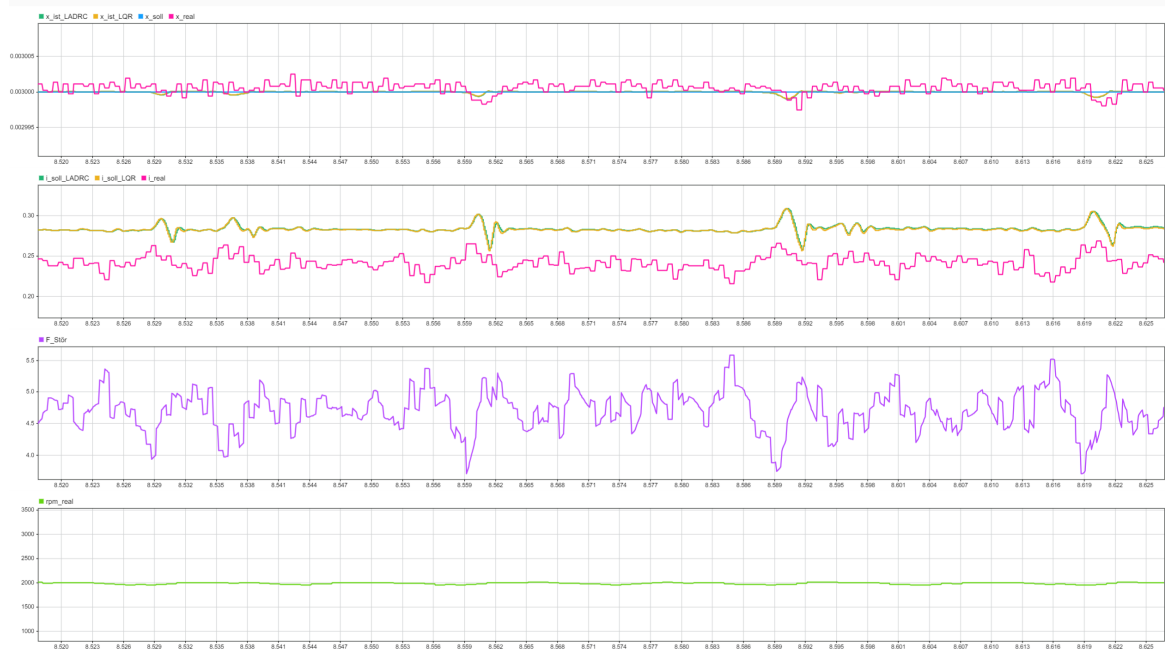


Abbildung 5.17.: Folgeverhalten bei 2000 RPM und 3 mm Soll-Position

5.3.3.3. Ergebnisse bei 2500 RPM

Bei 2500 RPM beginnen transiente Gaspulsationen das Systemverhalten zu dominieren. In Tabelle 5.3 wird die kompensatorische Stärke des LQR deutlich, der durchgängig die schmalsten Fehlerbänder aufweist, dicht gefolgt vom LADRC. Beide Algorithmen übertreffen die klassische PID-Architektur und verbessern die Präzision um durchschnittlich 55 %. Die Zeitverläufe in Abbildung 5.18 bis 5.21 veranschaulichen die effiziente Glättung der hochfrequenten Druckspitzen. Bei der Sollwertänderung von 1,5 mm auf 2,5 mm in Abbildung 5.22 beträgt die Anstiegszeit beider Regler ca. 10 ms.

Tabelle 5.3.: Quantitativer Tracking-Vergleich bei 2500 RPM

Metrik	Regler	1,0 mm	1,5 mm	2,5 mm	3,0 mm
RMSE (mm)	PID (Real)	0,0348	0,0304	0,0346	0,0015
	LQR	0,0140	0,0115	0,0144	0,0002
	LADRC	0,0158	0,0126	0,0161	0,0002
MAE (mm)	PID (Real)	0,0284	0,0243	0,0276	0,0012
	LQR	0,0113	0,0094	0,0108	0,0001
	LADRC	0,0125	0,0099	0,0123	0,0001
Max Error (mm)	PID (Real)	0,0777	0,0626	0,0749	0,0045
	LQR	0,0300	0,0275	0,0331	0,0014
	LADRC	0,0364	0,0313	0,0391	0,0015
Verbesserung vs PID (RMSE)	LQR	+59,9%	+62,1%	+58,5%	+86,2%
	LADRC	+54,7%	+58,7%	+53,5%	+85,4%

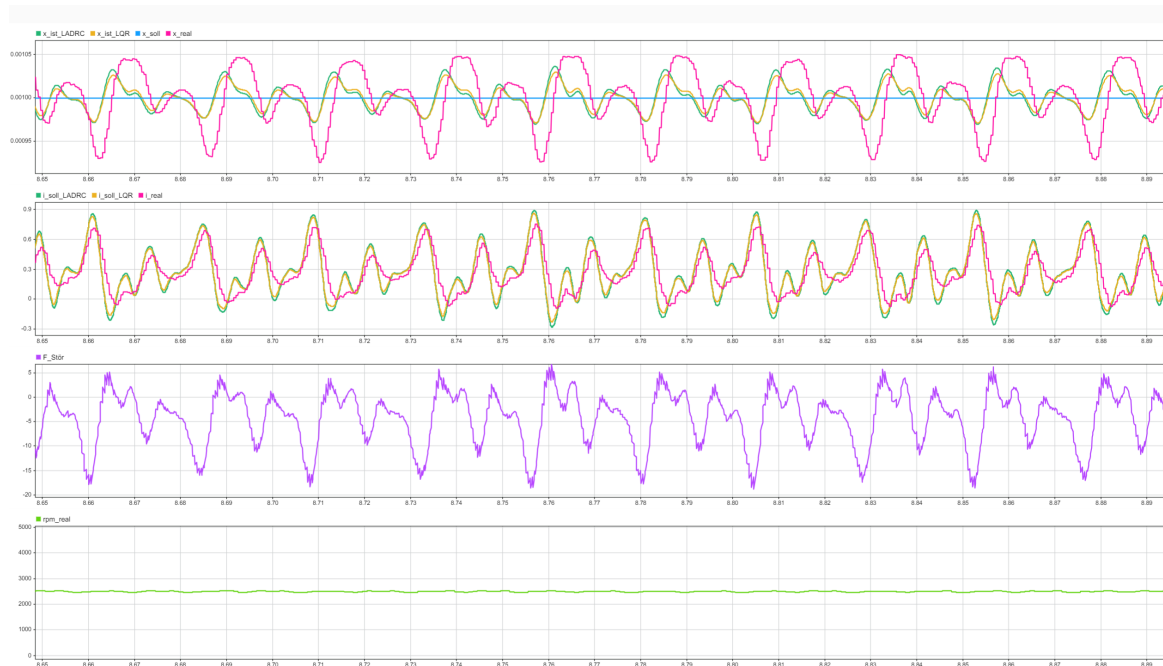


Abbildung 5.18.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1 mm Soll-Position

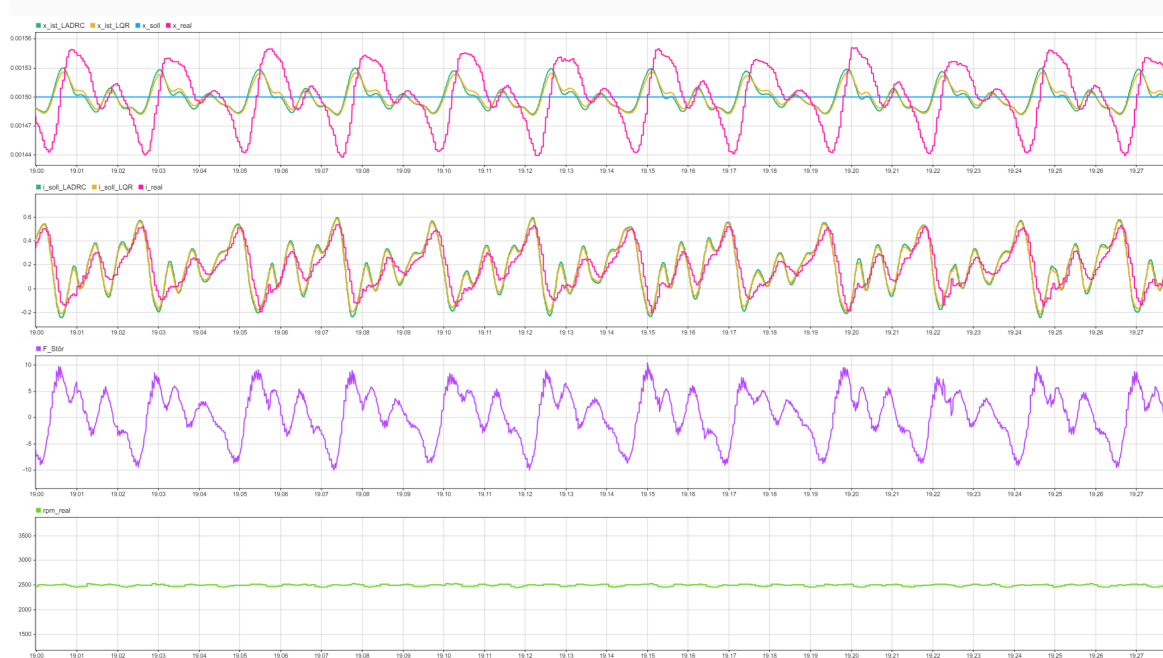


Abbildung 5.19.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position

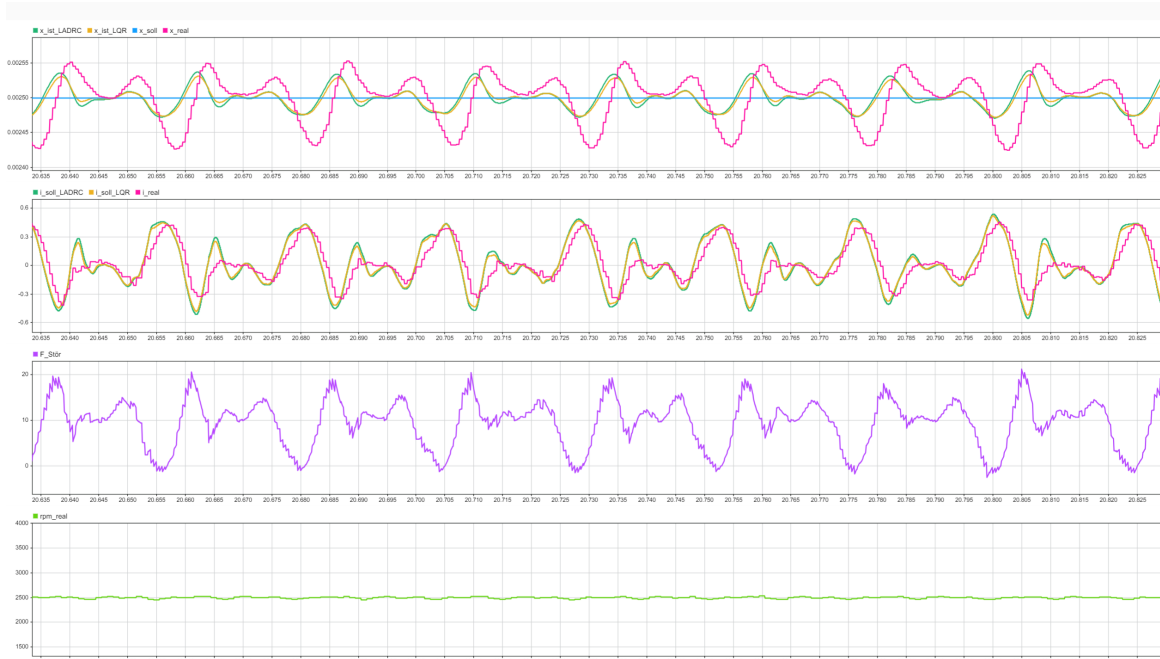


Abbildung 5.20.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 2,5 mm Soll-Position

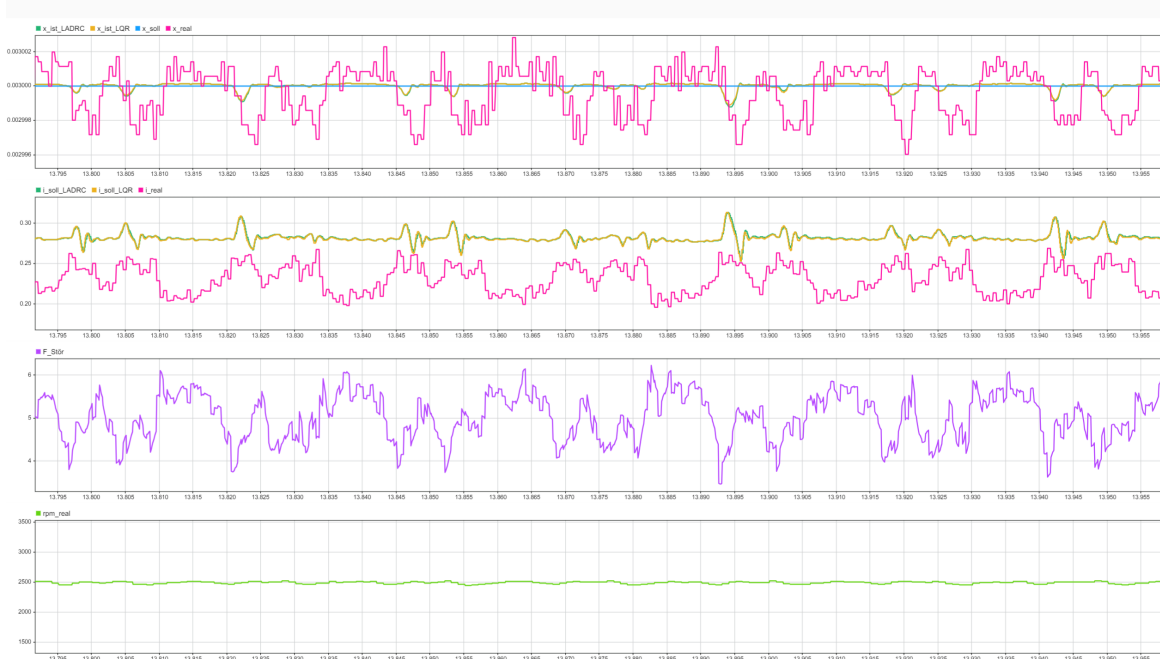


Abbildung 5.21.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 3 mm Soll-Position

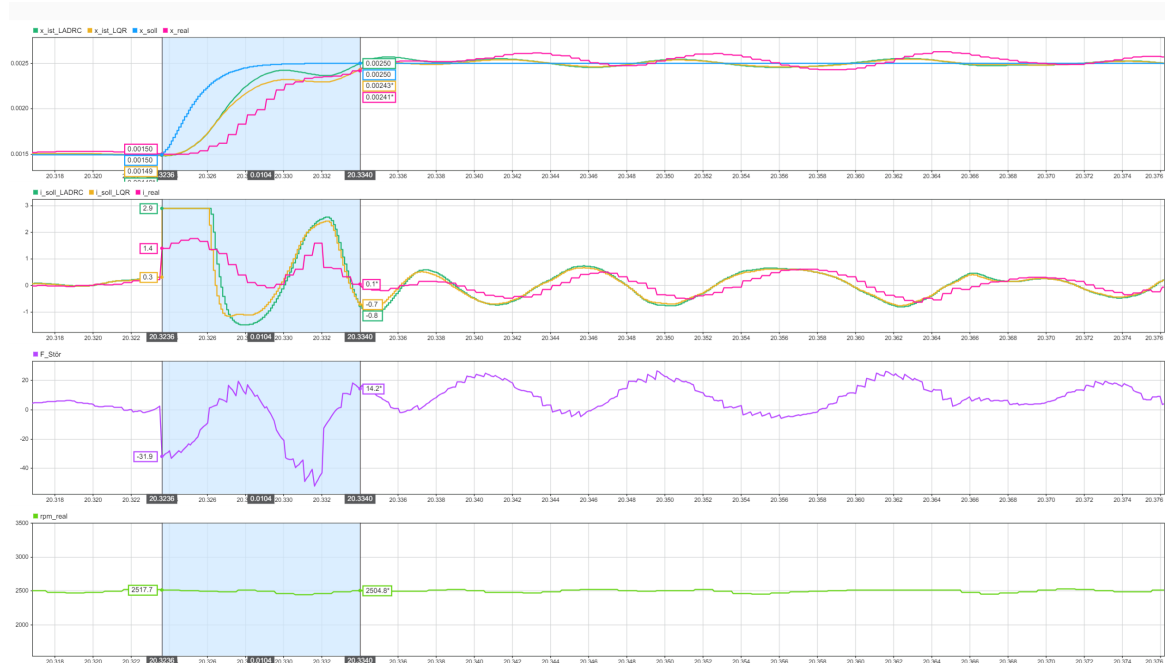


Abbildung 5.22.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 bis 2,5 mm Soll-Position

5.3.3.4. Ergebnisse bei 3000 RPM

Bei 3000 RPM rückt die reaktive Bandbreite des Stellsignals ins Zentrum der Leistungsbeurteilung. Tabelle 5.4 belegt, dass selbst unter diesen anspruchsvollen Bedingungen die LQR- und LADRC-Konzepte Stabilisierungsraten von über 85 % erzielen. Der PID-Regler weist hingegen deutlich erhöhte MAE- und RMSE-Werte aufgrund seiner begrenzten Nachregelgeschwindigkeit auf. Die Zeitverläufe in Abbildung 5.23 und 5.24 verdeutlichen, dass die modernen Regler ein deutlich ruhigeres Ventilbetriebsverhalten ermöglichen.

Tabelle 5.4.: Quantitativer Tracking-Vergleich bei 3000 RPM

Metrik	Regler	1,5 mm	3,0 mm
RMSE (mm)	PID (Real)	0,1069	0,0110
	LQR	0,0510	0,0016
	LADRC	0,0607	0,0017
MAE (mm)	PID (Real)	0,0956	0,0073
	LQR	0,0457	0,0009
	LADRC	0,0544	0,0009
Max Error (mm)	PID (Real)	0,1867	0,0313
	LQR	0,0992	0,0107
	LADRC	0,1175	0,0115
Verbesserung	LQR	+52,3%	+85,7%
vs PID (RMSE)	LADRC	+43,2%	+85,0%

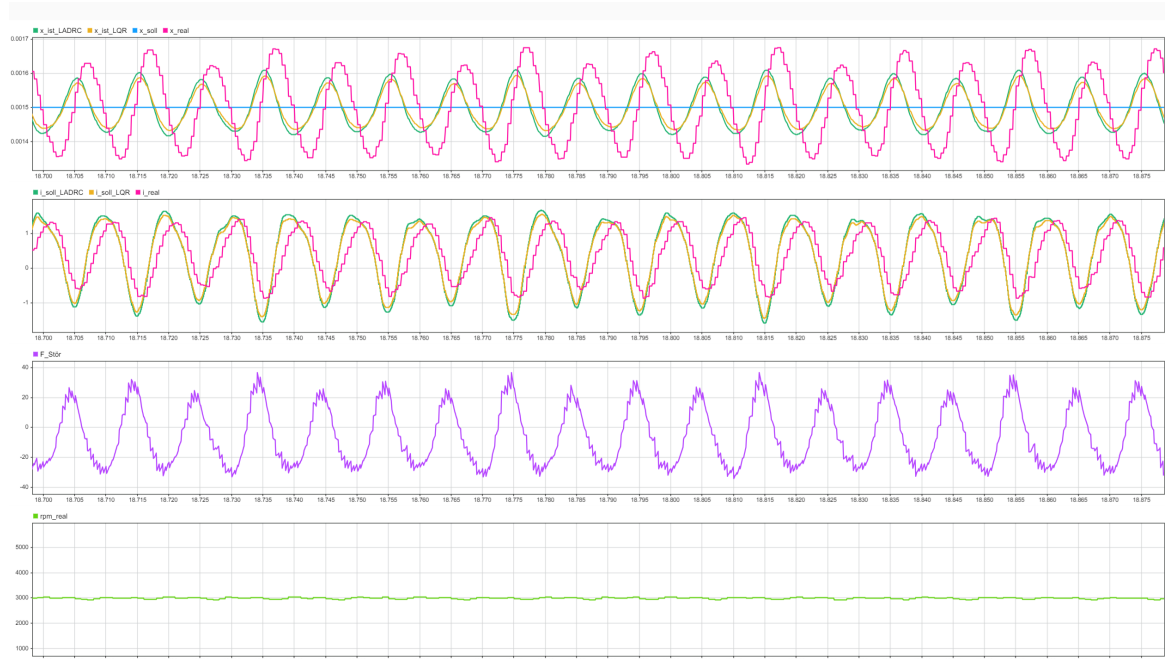


Abbildung 5.23.: Folgeverhalten bei 3000 RPM und 1,5 mm Soll-Position

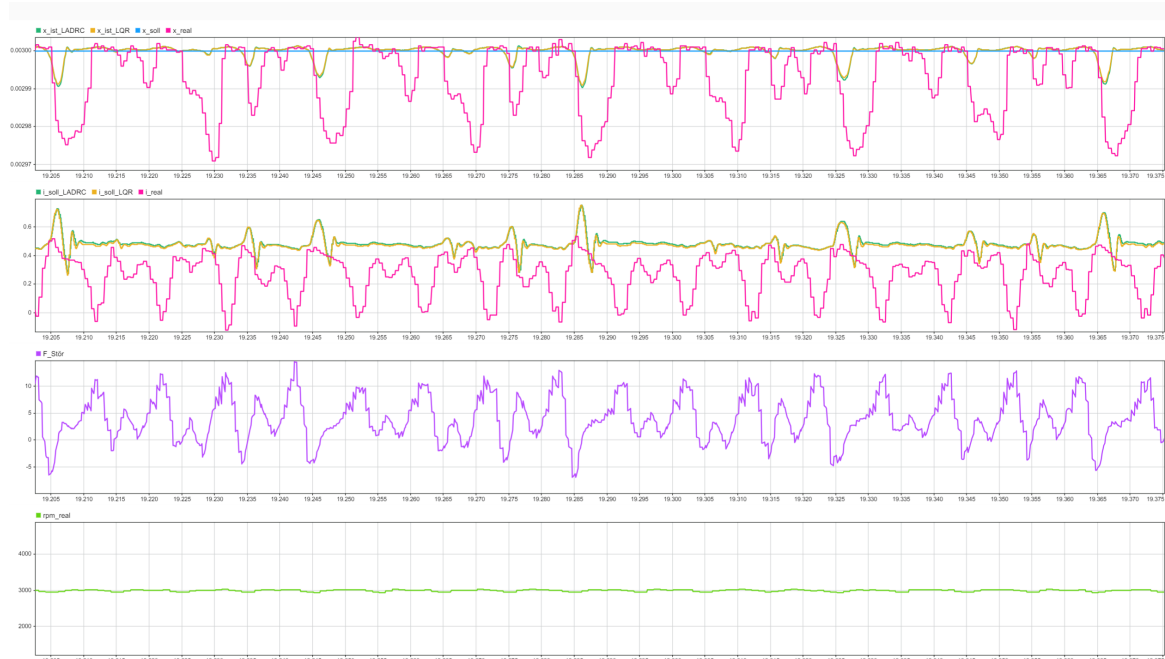


Abbildung 5.24.: Folgeverhalten bei 3000 RPM und 3 mm Soll-Position

5.3.3.5. Ergebnisse bei 3500 RPM

Bei 3500 RPM wird die Regelstrecke mit äußerst raschen Gaskraftwechseln konfrontiert. Tabelle 5.5 belegt, dass der PID-Regler hier erhebliche Leistungseinbußen aufweist: Das Auslenkungsmaximum von rund 0,16 mm ist signifikant. Im Gegensatz dazu reduzieren LQR und LADRC diese Extremwerte auf lediglich 0,035 mm. Die grafische Gegenüberstellung in Abbildung 5.25 unterstreicht das deutlich glattere Trackingprofil der zustandsbasierten Regler.

Tabelle 5.5.: Quantitativer Tracking-Vergleich bei 3500 RPM

Metrik	Regler	3,0 mm
RMSE (mm)	PID (Real)	0,0767
	LQR	0,0081
	LADRC	0,0084
MAE (mm)	PID (Real)	0,0506
	LQR	0,0062
	LADRC	0,0063
Max Error (mm)	PID (Real)	0,1666
	LQR	0,0330
	LADRC	0,0351
Verbesserung vs PID (RMSE)	LQR	+89,4%
	LADRC	+89,1%

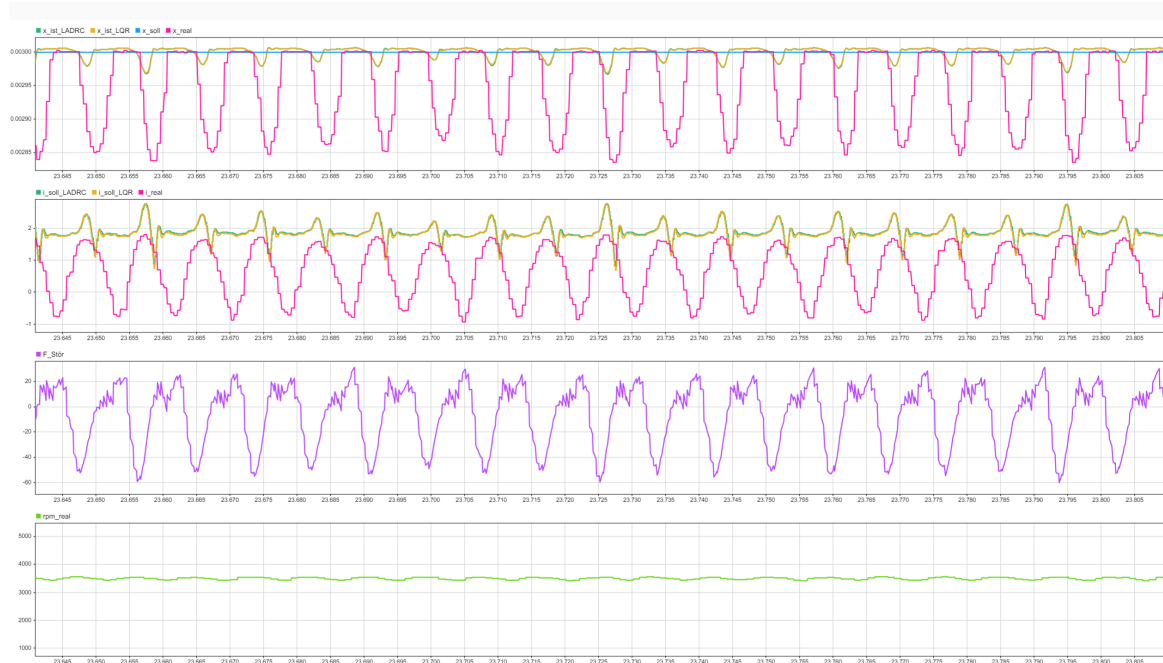


Abbildung 5.25.: Folgeverhalten bei 3500 RPM und 3 mm Soll-Position

5.3.3.6. Ergebnisse bei 4000 RPM

Bei der höchsten simulierten Drehzahl von 4000 RPM bewirkt die mechanische Massenträgheit des Ventiltriebs ein physikalisches Tiefpassverhalten, das einige hochfrequente Störimpulse bereits natürlich abmildert. Dennoch belegt die Auswertung in Tabelle 5.6, dass die modernen Regelkreise weiterhin einen deutlichen Vorteil von bis zu 37 % gegenüber dem PID-Regler aufweisen. Die Zeitverläufe in Abbildung 5.26 und 5.27 belegen die außergewöhnliche Stabilität des LQR und LADRC in der Nähe des Sollwerts. Bei Sollwertänderungen (Abbildung 5.28) beträgt die Anstiegszeit beider Regler ca. 10 ms, während Sollwertrückgänge in weniger als 10 ms vollzogen werden.

Tabelle 5.6.: Quantitativer Tracking-Vergleich bei 4000 RPM

Metrik	Regler	0,5 mm	1,0 mm
RMSE (mm)	PID (Real)	0,0096	0,0151
	LQR	0,0061	0,0099
	LADRC	0,0073	0,0118
MAE (mm)	PID (Real)	0,0083	0,0131
	LQR	0,0053	0,0084
	LADRC	0,0063	0,0102
Max Error (mm)	PID (Real)	0,0219	0,0328
	LQR	0,0155	0,0261
	LADRC	0,0184	0,0304
Verbesserung vs PID (RMSE)	LQR	+36,7%	+34,6%
	LADRC	+24,1%	+22,0%

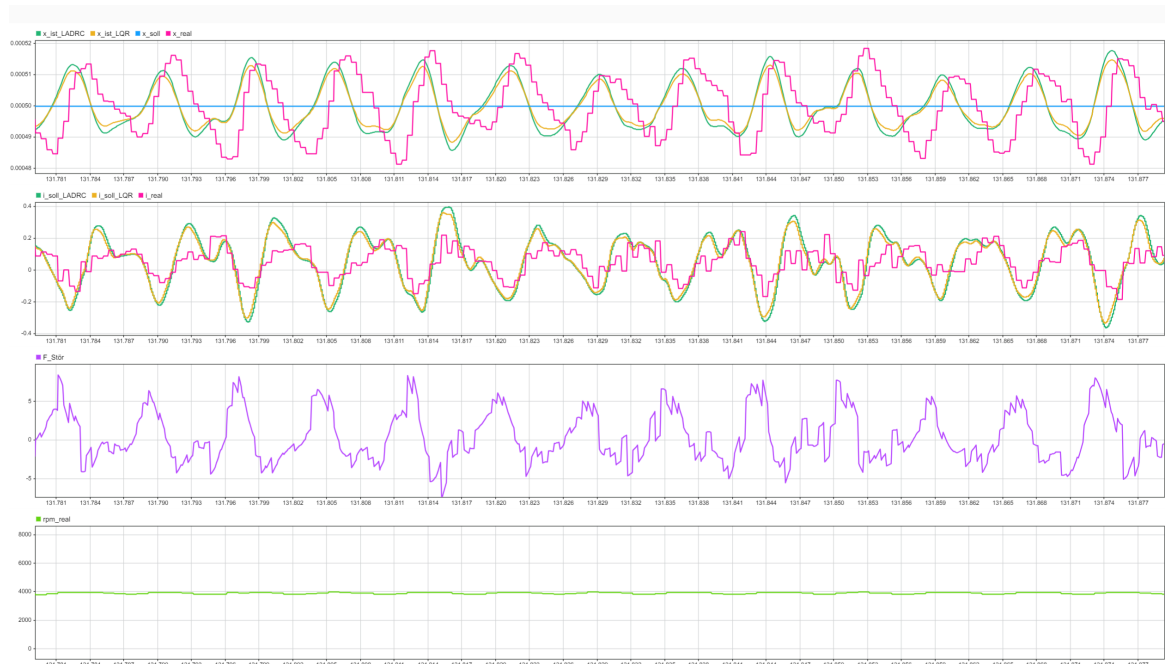


Abbildung 5.26.: Folgeverhalten bei 4000 RPM und 0,5 mm Soll-Position

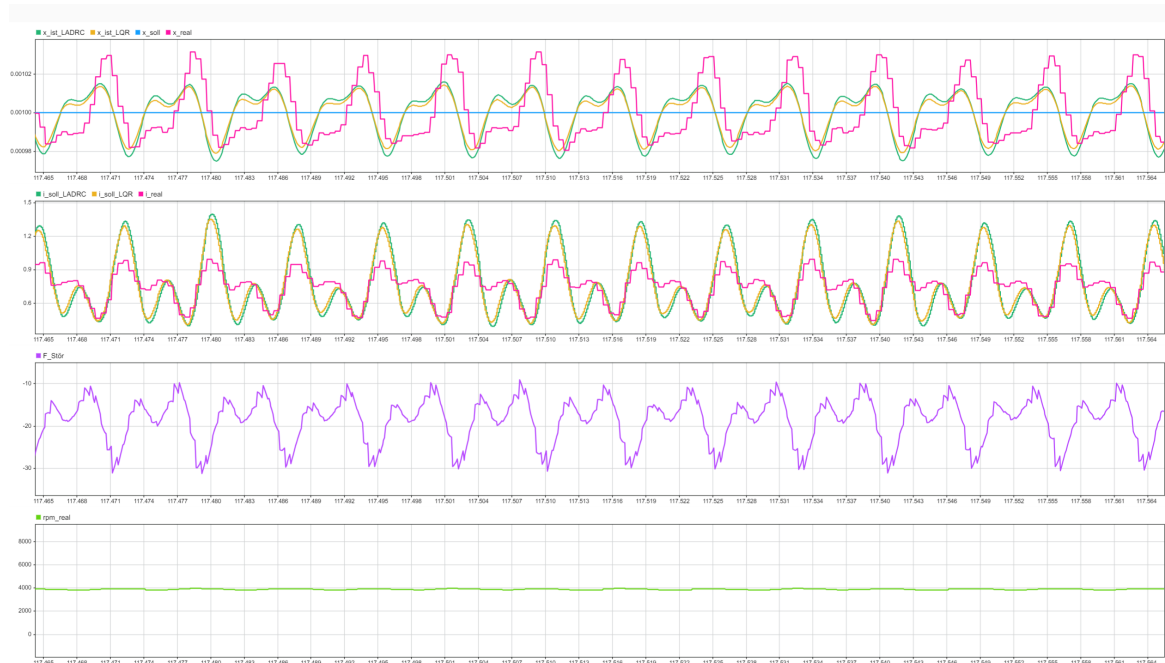


Abbildung 5.27.: Folgeverhalten bei 4000 RPM und 1 mm Soll-Position



Abbildung 5.28.: Folgeverhalten bei 4000 RPM und 0 bis 1 mm Soll-Position



Abbildung 5.29.: Folgeverhalten bei 4000 RPM und 1 bis 0,5 mm Soll-Position

5.3.4. Robustheitsanalyse unter parametrischen Unsicherheiten

In der industriellen Realität weichen die tatsächlichen Anlagenparameter durch Eigenerwärmung, mechanischen Verschleiß oder schlichte Serienstreuung in der Fertigung zwangsläufig vom idealisierten Datenblatt ab. Um die Eignung der Algorithmen für den robusten Dauerbetrieb nachzuweisen, wurden verschiedene Worst-Case-Szenarien simuliert. Die konsequente Evaluation der Robustheit erfolgt anhand einer festgelegten, hochdynamischen Störanregung bei einer festen Drehzahl von 2500 RPM und einer Ziel-Position von 1,5 mm.

Die simulierten Parameterabweichungen umfassen Masseänderungen sowie thermische und magnetische Degradations-Effekte. Diese Toleranzen sind detailliert in Tabelle 5.7 zusammengefasst. Nachfolgend zeigen die Abbildungen 5.30 bis 5.35 die Simulationsergebnisse für die verschiedenen Parameterabweichungen.

Tabelle 5.7.: Übersicht der simulierten Parameterabweichungen

Szenario	Beschreibung der Parameterabweichung
Standard	Nominales Anlagenmodell ohne Abweichungen
$m + 10\%$	Erhöhung der bewegten Masse m um $+10\%$
$m - 10\%$	Verringerung der bewegten Masse m um -10%
$R + 12,5\%$	Erhöhung des Spulenwiderstands R um $+12,5\%$
$L - 15\%$	Verringerung der Spuleninduktivität L um -15%
$K_F - 10\%$	Verringerung der Kraftkonstante K_F um -10%
Kombiniert	$R + 12,5\%$, $L - 15\%$ und $K_F - 10\%$ gleichzeitig angewandt

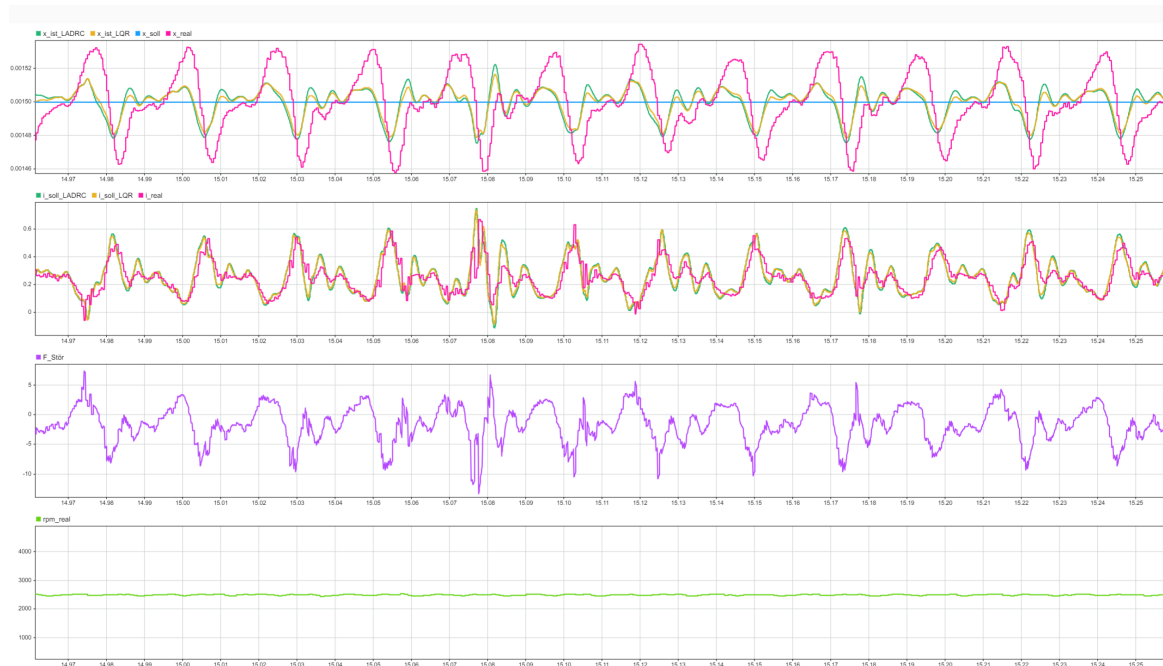


Abbildung 5.30.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter -10% Massenabweichung

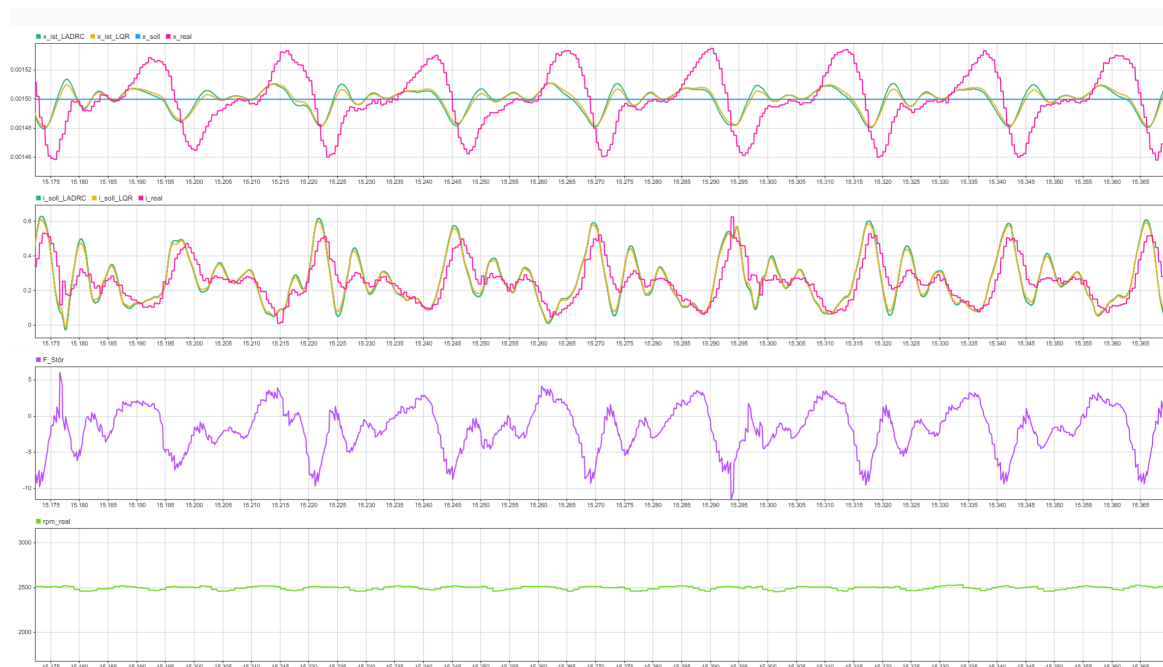


Abbildung 5.31.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter $+10\%$ Massenabweichung

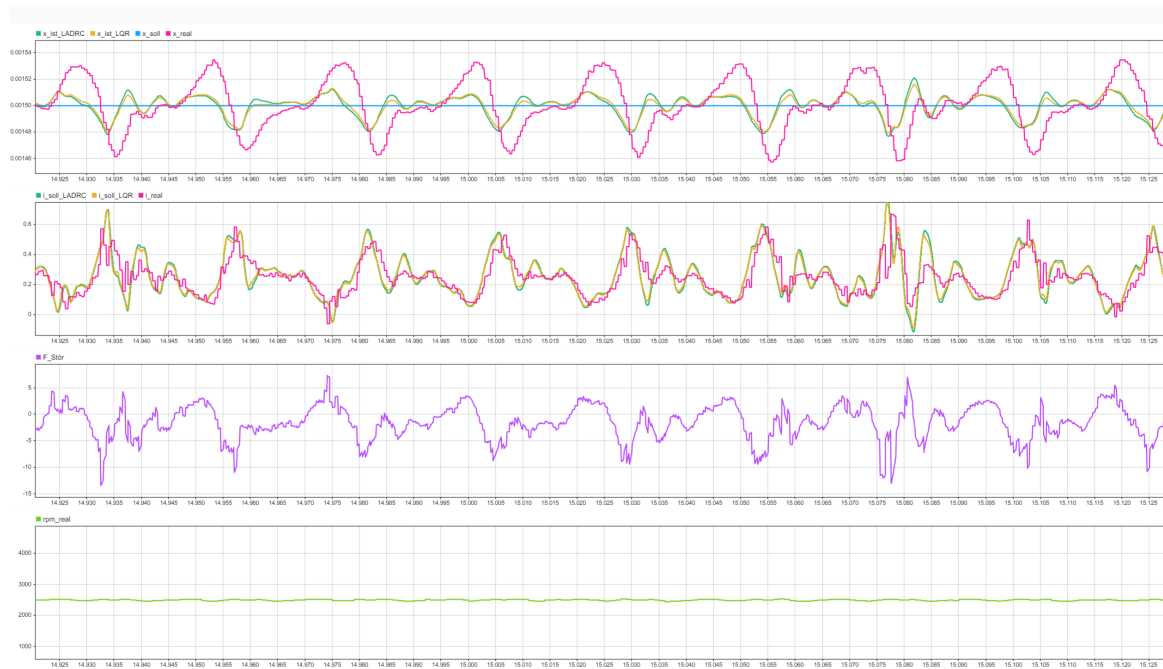


Abbildung 5.32.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter +12,5% Spulenwiderstandsabweichung

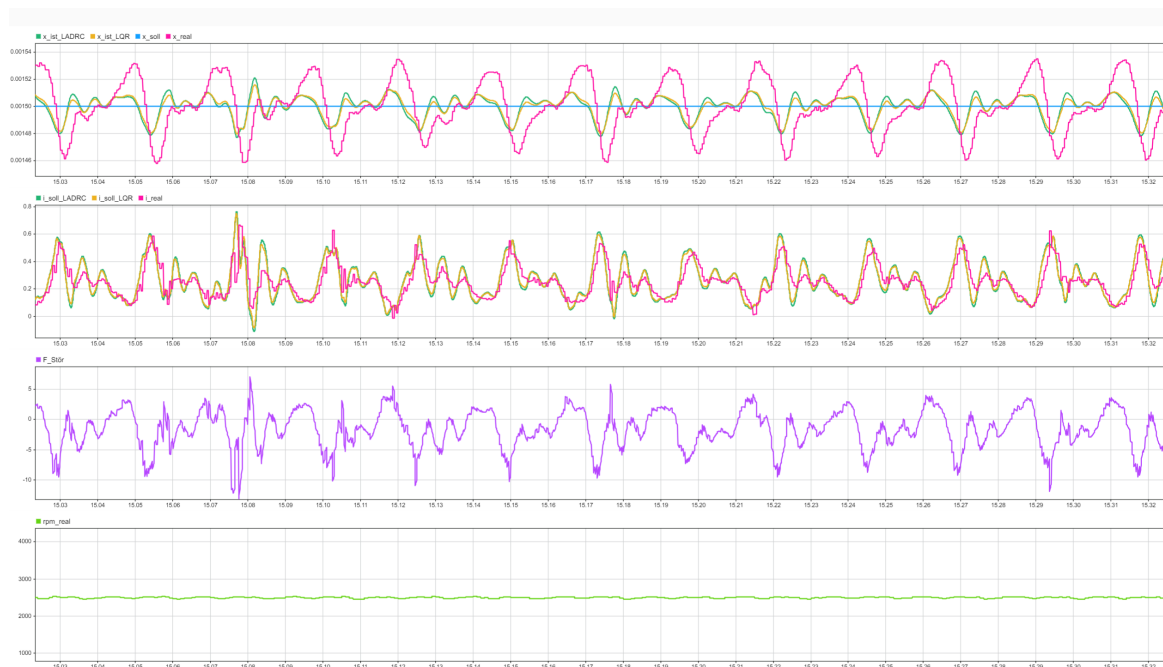


Abbildung 5.33.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter -15% Induktivitätsabweichung



Abbildung 5.34.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter -10% Kraftkonstantenabweichung



Abbildung 5.35.: Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter $R + 12,5\%$, $L - 15\%$ und $K_F - 10\%$

Zur quantitativen Bewertung fasst Tabelle 5.8 die simulierten Tracking-Metriken zusammen. Die Gegenüberstellung verdeutlicht, dass LQR und LADRC über alle Unsicherheitsszenarien hinweg eine ausgezeichnete Stabilität aufrechterhalten und durchweg RMSE-Verbesserungen von rund 53 % bis über 63 % gegenüber der PID-Baseline erzielen. Bemerkenswert ist, dass bei einer Masseerhöhung um 10 % LQR und LADRC sogar bessere Ergebnisse als im Standardfall liefern. Auch in den Szenarien mit reduzierter Kraftkonstante (-10%) und kombinierter Parameterabweichung sind die Ergebnisse besser als im Nominalfall. Dies lässt darauf schließen, dass der LESO durch die internen Abweichungen nur minimal beeinflusst wird und beide Regler die verbleibenden Abweichungen durch ihre inhärente Robustheit kompensieren können.

Tabelle 5.8.: Quantitative Performance unter parametrischen Unsicherheiten bei Szenarien mit 2500 *RPM* und 1,5 *mm* Soll-Position

Szenario	Regler	RMSE (mm)	MAE (mm)	Max Error (mm)	Verbesserung (vs. PID)
Standard	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0071	0,0054	0,0229	+61,2%
	LADRC	0,0077	0,0059	0,0258	+57,8%
$m + 10\%$	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0067	0,0052	0,0217	+63,2%
	LADRC	0,0071	0,0054	0,0236	+61,2%
$m - 10\%$	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0076	0,0058	0,0245	+58,5%
	LADRC	0,0085	0,0065	0,0286	+53,4%
$R + 12,5\%$	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0071	0,0054	0,0230	+61,1%
	LADRC	0,0077	0,0059	0,0259	+57,7%
$L - 15\%$	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0071	0,0054	0,0229	+61,1%
	LADRC	0,0077	0,0059	0,0258	+57,8%
$K_F - 10\%$	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0068	0,0052	0,0216	+63,1%
	LADRC	0,0071	0,0054	0,0234	+61,3%
Kombiniert	PID (Real)	0,0183	0,0144	0,0389	-
	LQR	0,0068	0,0052	0,0217	+63,0%
	LADRC	0,0071	0,0054	0,0235	+61,2%

6. Zusammenfassung und Ausblick

Dieses abschließende Kapitel resümiert die wesentlichen Erkenntnisse im Rahmen der vorliegenden Arbeit und positioniert die simulativen Resultate in einem anwendungsorientierten Kontext. Darauf aufbauend wird ein zielgerichteter Ausblick auf die zukünftigen Entwicklungsschritte zur vollständigen Überführung der untersuchten Regelungsalgorithmen in den praktischen Prüfstandsbetrieb skizziert.

6.1. Zusammenfassung der Arbeit

Das primäre Ziel dieser Forschungsarbeit lag in der methodischen Entwicklung und simulativen Verifikation neuartiger, robuster Regelungsarchitekturen für einen hochdynamischen Voice Coil Aktor (VCA). Um ein solides Fundament für das Reglerdesign zu schaffen, wurde zunächst ein mathematisch exaktes und physikalisch tiefgehendes Systemmodell der Aktorstrecke erarbeitet. Durch die hochpräzise Abbildung der zentralen elektromechanischen Eigenschaften konnte das stationäre und transiente Verhalten der realen Hardware virtuell verifiziert werden. Im Zuge dieser Modellierung wurde zudem eine systematische Auswertung der prozessbedingten Störgrößen durchgeführt, bei der insbesondere die hochfrequenten aerodynamischen Druckpulsationen und deren negative Auswirkungen auf die Systemdynamik analysiert und quantifiziert wurden.

Als Lösung für diese steuerungstechnischen Herausforderungen wurden zwei fortgeschrittene Regelungsmethoden herangezogen und simuliert: die Linear Active Disturbance Rejection Control (LADRC) und der Linear-Quadratische Regler (LQR). Die durchgeführten umfangreichen Simulationsläufe unter der Applikation realitätsnaher Störprofile bestätigten nachweislich die Überlegenheit beider Ansätze gegenüber dem am Prüfstand bisher etablierten PID-Regler. Dabei konnte nicht nur die Reaktionsgeschwindigkeit der Aktorpositionierung bei steilen Sollwertsprüngen wesentlich optimiert werden, sondern es zeigte sich insbesondere eine drastisch erhöhte Widerstandsfähigkeit (Robustheit) im Umgang mit den identifizierten externen Störkräften.

Am Ende der Methodikphase standen zwei voll funktionsfähige und praxistaugliche Reglerarchitekturen. Die finalen und operationsbereiten Simulink-Modelle beider Regler, die die Grundlage für die spätere Kompilierung und Implementierung auf der Zielhardware bilden, sind in Abbildung 6.1 und 6.2 veranschaulicht. Trotz der deutlichen simulativen

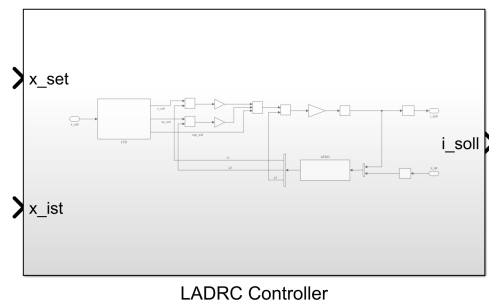


Abbildung 6.1.: LADRC-Controller in Simulink

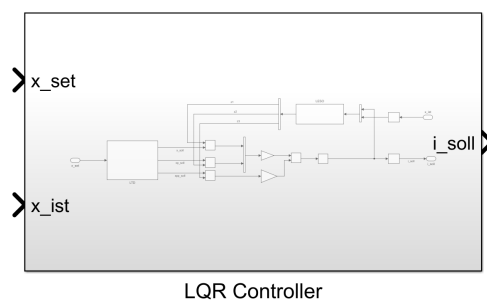


Abbildung 6.2.: LQR-Controller in Simulink

Erfolge und der weitgehenden Bereitschaft der Software-Modelle konnte ein wesentlicher Schritt der praktischen Systemintegration noch nicht vollzogen werden: Aufgrund zeitlicher Restriktionen im Rahmen dieser Arbeit war es leider nicht mehr möglich, das Gesamtsystem physisch in das existierende Zielsystem der Firma Kenotom und die dazugehörige Mensch-Maschine-Schnittstelle (Human-Machine Interface, HMI) zu integrieren. Die durchgeführten Validierungen beschränken sich folglich vorerst auf die Software in the Loop (SiL) Ebene.

6.2. Ausblick

Die vorliegende Arbeit hat mit den validierten Simulink-Modellen ein belastbares theoretisches und funktionales Fundament gelegt. Der logisch folgende, nächste Entwicklungsschritt besteht in dem praktischen Technologietransfer. Der vorhandene PID-Regler aus der Firma Kenotom befindet sich in Simulink-Modell `APPL_build.slx` im Subsystem `APPL/MSL/CurrCtrl/Subsystem`. Wie in [Abbildung 6.3](#) visualisiert, ist es das definierte Ziel, die Hardware-Regler der derzeit in der Anlage genutzten Steuerung iterativ durch die in dieser Arbeit entworfenen Reglerarchitekturen (LADRC oder LQR) zu ersetzen. Ein entscheidender Vorteil der neuen Algorithmen, der sich im zukünftigen Praxisbetrieb besonders positiv auswirken wird, ist die massive Vereinfachung der Systemparametrierung innerhalb

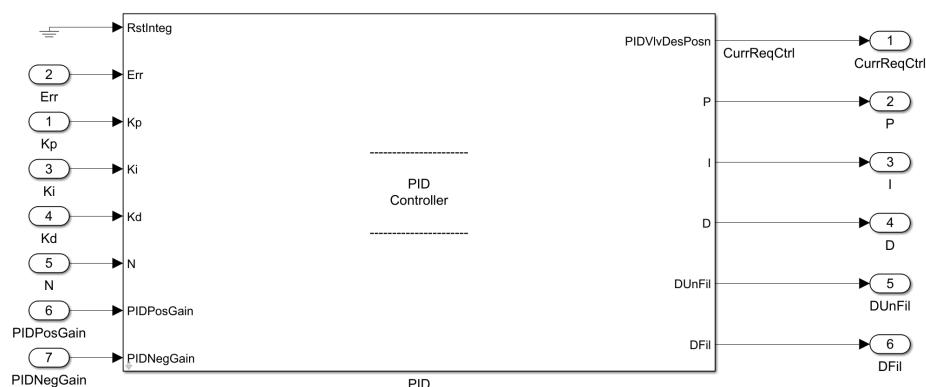


Abbildung 6.3.: Der existierende PID-Controller der Firma Kenotom

des HMI. Während der aktuell genutzte PID-Regler mit seinen diversen Vorsteuerungs- und Anti-Windup-Termen häufig ein zeitaufwendiges, iteratives Tuning erfordert, erlauben die modernen Algorithmen eine deutlich reduzierte Konfiguration.

Für das Tuning der künftigen Implementierung gilt:

- Im Falle des **LADRC** muss für den linearen erweiterten Zustandsbeobachter (LESO) lediglich die Beobachterbandbreite ω_o eingestellt werden. Für den zugehörigen Regler sind zusätzlich nur die Reglerbandbreite ω_c sowie das gewünschte Dämpfungsmaß ζ zu parametrieren.
- Beim **LQR** erfolgt die Einstellung primär und sehr übersichtlich über die Wichtungsmatrizen Q_{lqr} (für die Zustandsabweichung) und R_{lqr} (für den Steuerungsaufwand).

Dies bedeutet, dass vollkommen unabhängig davon, welcher der beiden Controller im finalen Serieneinsatz ausgewählt wird, der Anwender im regulären Bedienfeld 3 bis 4 wesentliche Parameter konfigurieren muss. Darüber hinaus bedingt die hohe Strukturrobustheit der Ansätze, dass diese drei Werte nach einer initialen Einstellung die meiste Zeit nicht mehr angepasst werden müssen, selbst bei leichten Abweichungen der Betriebspunkte oder Störfrequenzen am Prüfstand. Abbildung 6.4 und 6.5 zeigen die konzeptionelle Darstellung der beiden HMIs.

Die erfolgreiche Implementierung dieser neuen Algorithmen und der damit einhergehenden vereinfachten HMIs verspricht zukünftig nicht nur eine optimierte Positionsregelung am Strömungsprüfstand, sondern auch eine signifikante Zeitersparnis für das Personal. Die Überführung dieser Entwicklungen in die Hardwarepraxis stellt daher das lohnendste nächste Ziel der weiterführenden Projektarbeiten dar.

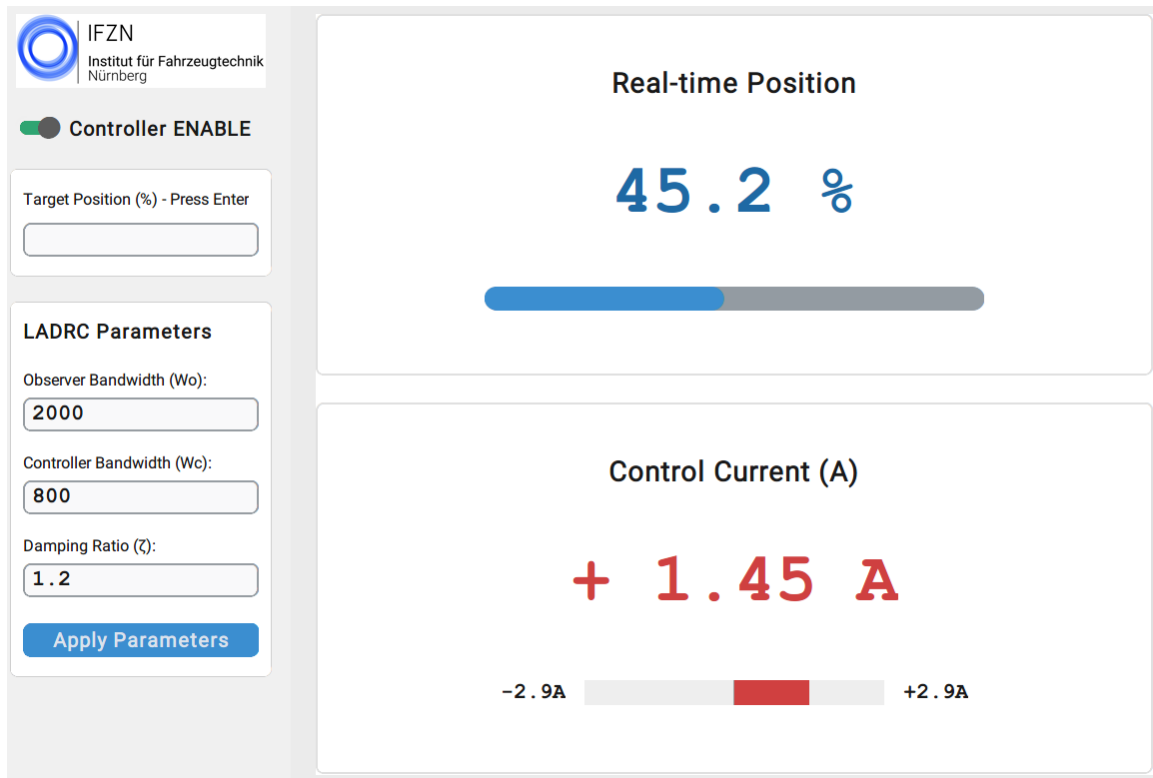


Abbildung 6.4.: LADRC HMI Konzept

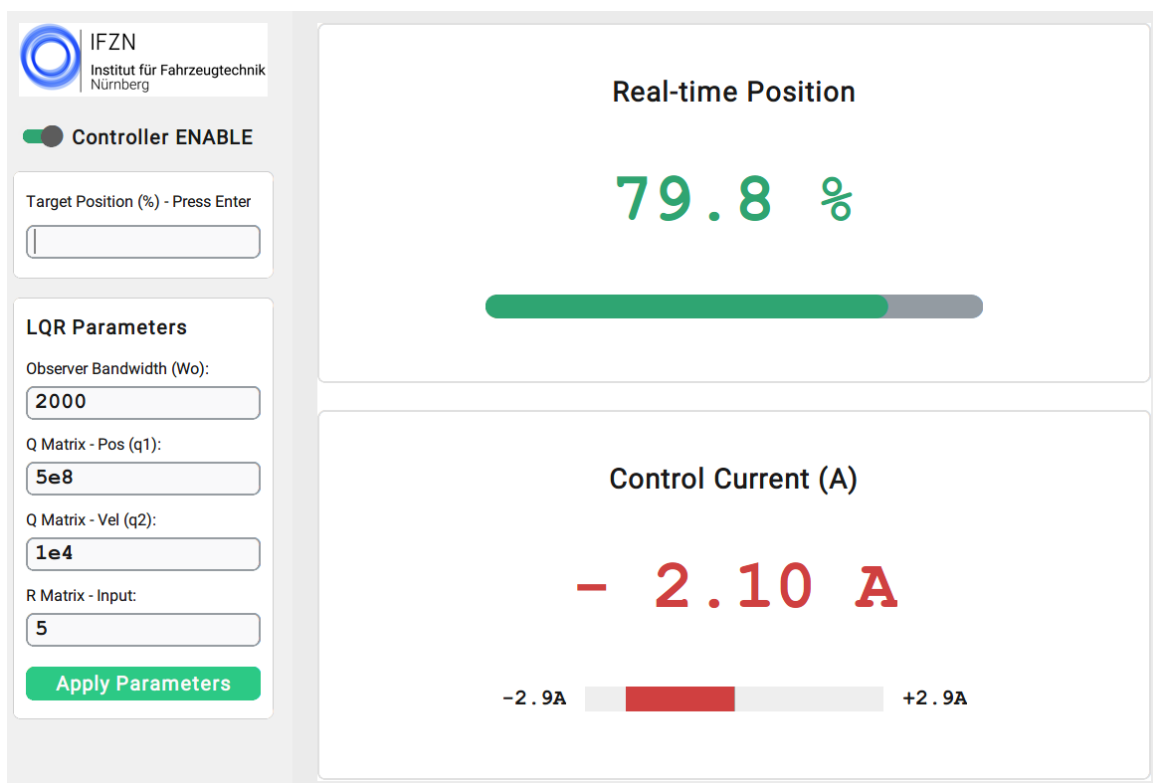


Abbildung 6.5.: LQR HMI Konzept

A. MATLAB-Skripte

In diesem Anhang sind die MATLAB-Skripte zusammengefasst.

A.1. Initialisierungsskript (Start.m)

In diesem Anhang werden die zentralen MATLAB-Skripte zur Definition der System-Parameter und der unterschiedlichen Reglerkoeffizienten in funktionspezifische Abschnitte unterteilt.

A.1.1. System Parameter Definition

```
1 R_Faktor = 1.00;
2 L_Faktor = 1.00;
3 K_F_Faktor = 1.00;
4
5 m = 0.46;           % [kg] Bewegte Masse
6 R = 4.8 * R_Faktor; % [Ohm] Widerstand
7 L = 3.4e-3 * L_Faktor; % [H] Induktivitaet
8 K_F = 30.25 * K_F_Faktor; % [N/A] Kraftkonstante
9
10 c = 40;           % [Ns/m] Viskose Reibung
11 F_vor = 0;       % [N] Feder Vorspannkraft
12 k_feder = 0;     % [N/m] Reale mechanische Federkonstante
13 k_aero = 4000;   % [N/m] Aerodynamische Steifigkeit
14 k = k_feder + k_aero; % [N/m] Gesamtsteifigkeit
15
16 d = 0.085;       % [m] Durchmesser
17 Area = pi * (d/2)^2; % [m^2] Wirkflaeche
18 c_aero = 0.8;    % [-] Aerodynamischer Faktor
19
20 Ts = 0.0001;     % [s] 10 kHz Abtastrate
```

Listing A.1: MATLAB-Skript zur Initialisierung der System-Parameter

A.1.2. LESO Koeffizienten Berechnung

```
1 b0 = K_F / m;
2 wo = 2000;
3
4 beta1 = 3 * wo;
5 beta2 = 3 * wo^2;
6 beta3 = wo^3;
7
8 A_leso = [-beta1, 1, 0;
9           -beta2, 0, 1;
10          -beta3, 0, 0];
11 B_leso = [0, beta1;
12           b0, beta2;
13           0, beta3];
14 C_leso = eye(3);
15 D_leso = zeros(3, 2);
16
17 sys_leso = c2d(ss(A_leso, B_leso, C_leso, D_leso), Ts, 'zoh');
18 A_leso = sys_leso.A;
19 B_leso = sys_leso.B;
20 C_leso = sys_leso.C;
21 D_leso = sys_leso.D;
```

Listing A.2: MATLAB-Skript zur Berechnung der LESO-Koeffizienten

A.1.3. LADRC Koeffizienten Berechnung

```
1 b0 = K_F / m;
2 wc = 800;
3 zeta = 1.2;
4 kx = wc^2;
5 kxp = 2 * zeta * wc;
```

Listing A.3: MATLAB-Skript zur Berechnung der LADRC-Koeffizienten

A.1.4. LQR Koeffizienten Berechnung

```
1 A_lqr = [0, 1;
2         0, 0];
3 B_lqr = [0;
4         b0];
5
6 sys_lqr = c2d(ss(A_lqr, B_lqr, eye(2), zeros(2,1)), Ts, 'zoh');
7 A_lqr = sys_lqr.A;
8 B_lqr = sys_lqr.B;
9
10 Q_lqr = diag([5e8, 1e4]);
11 R_lqr = 5;
12 K = dlqr(A_lqr, B_lqr, Q_lqr, R_lqr);
```

Listing A.4: MATLAB-Skript zur Berechnung der LQR-Koeffizienten

A.2. Störkraftberechnung

```
1 % --- Methode 1: Nur Diff Sensor ---
2 p_res_1 = p_Diff;
3 F_stoer_N_1 = p_res_1 * 1e5 * Area * c_aero;
4
5 % --- Methode 2: Drucksensor (Bf - Diff - Af) ---
6 p_res_2 = p_Bf - p_Diff - p_Af;
7 F_stoer_N_2 = p_res_2 * 1e5 * Area * c_aero;
8
9 % --- Methode 3: Inverse Dynamik (Kinematik) ---
10 x = (pos / 100) * 0.003;
11 f_c = 300;
12 [b_filt, a_filt] = butter(2, f_c / (1/(2*Ts)), 'low');
13 x_clean = filtfilt(b_filt, a_filt, x);
14 xp = gradient(x_clean, Ts);
15 xpp = gradient(xp, Ts);
16 xpp_clean = filtfilt(b_filt, a_filt, xpp);
17 F_reib = c * xp;
18 F_stoer_N_3 = m * xpp_clean - K_F * current + F_reib + (k * x_clean + F_vor)
    ;
```

Listing A.5: MATLAB-Skript zur Berechnung der Störkraft

A.3. Linearer Trajektoriengenerator (LTD)

```
1 function [x_soll, xp_soll, xpp_soll] = linear_Trajectory_Generator(x_set)
2 % Linearer Tracking-Differentiator (LTD)
3
4 persistent v1 v2 Ts wn zeta
5 if isempty(v1)
6     Ts = 0.0001; % Abtastzeit (10kHz)
7     wn = 1000; % Trajektorien-Bandbreite (rad/s) -> Bestimmt die
8         Schnelligkeit
9     zeta = 1.0; % Kritische Daempfung -> Garantiert kein Ueberschwingen
10    v1 = x_set; % Initialisierung
11    v2 = 0;
12 end
13 % --- 1. Lineares Steuergesetz (Beschleunigung fh berechnen) ---
14 % Formel: a = wn^2 * (x_set - x) - 2*zeta*wn * v
15 fh = wn^2 * (x_set - v1) - 2 * zeta * wn * v2;
16
17 % --- 2. Zustandsaktualisierung (Euler-Integration) ---
18 v1_new = v1 + Ts * v2;
19 v2_new = v2 + Ts * fh;
20
21 v1 = v1_new;
22 v2 = v2_new;
23
24 % --- 3. Ausgaenge zuweisen ---
25 x_soll = v1; % Geglaettete Soll-Position
26 xp_soll = v2; % Soll-Geschwindigkeit
27 xpp_soll = fh; % Soll-Beschleunigung (Absolut stetig und linear)
```

Listing A.6: MATLAB-Skript des Linearen Trajektoriengenerators (LTD)

B. Datenblatt des Voice Coil Aktors

In diesem Anhang befinden sich die mechanischen Abmessungen sowie die elektromechanischen Nennparameter des verwendeten linearen Voice Coil Aktors LA28-22-000A der Firma Sensata Technologies.

Abbildungsverzeichnis

1.1.	Venturi-Rohr am Prüfstand des Labors für VKM	2
1.2.	V-Modell [1]	4
2.1.	Systemarchitektur und Signalfluss	7
2.2.	VCA aus Sensata Technologies [4]	8
2.3.	Strukturdiagramm des LADRC	13
2.4.	Strukturdiagramm des LQR mit LESO	14
3.1.	Wandkollisionsmodell (Positionsbegrenzung) in Simulink	18
3.2.	Positionabhängige Kraftkonstante $K_F(x)$ des LA-28-22 VCA aus Sensata	19
3.3.	Open-Loop-Systemmodell	20
3.4.	Open-Loop Systemmodell mit PI-Stromregelkreis	22
3.5.	Open-Loop-Validierung des PI-Stromregelkreises	23
3.6.	Schematische Darstellung der Einlassleitung mit Drucksensoren	23
3.7.	Position und rekonstruierte Beschleunigung mit $c = 40 \text{ Ns/m}$	25
3.8.	Vergleich der rekonstruierten aerodynamischen Störkräfte	26
3.9.	Vergleich der simulierten und gemessenen Position beim Cutoff-Test mit $k_{aero} = 0 \text{ N/m}$ und $c = 40 \text{ Ns/m}$	28
3.10.	Vergleich der simulierten und gemessenen Position beim Cutoff-Test mit $k_{aero} = 4000 \text{ N/m}$ und $c = 40 \text{ Ns/m}$	29
3.11.	Open-Loop-Modell mit Federkraftkomponente	29
4.1.	Blockschaltbild LTD	32
4.2.	Trajektorie für einen Rechteckpuls von 0 auf 3 mm nach LTD	33
4.3.	Blockschaltbild LESO	35
4.4.	Vergleich der Schätzwerte des LESO mit den Messdaten der LVDT	36
4.5.	Blockschaltbild LADRC-Regler mit LESO	37
4.6.	Blockschaltbild LQR-Regler mit LESO	38
5.1.	Max. Dauerstrom von 2,9 A Test	40
5.2.	Vergleichsmodell für die Regler	41
5.3.	Folgeverhalten ohne Störung und 0 bis 3 mm Soll-Position	42
5.4.	Folgeverhalten ohne Störung und 0 bis 3 mm Rechteckpuls	43
5.5.	Folgeverhalten mit -50 N Störkraft und 1,5 mm Soll-Position	44

5.6.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 0,5 mm Soll-Position	47
5.7.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1 mm Soll-Position	47
5.8.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1,5 mm Soll-Position	48
5.9.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 2,5 mm Soll-Position	48
5.10.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 3 mm Soll-Position	49
5.11.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1 bis 2,5 mm Soll-Position	49
5.12.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 1,5 bis 0,5 mm Soll-Position	50
5.13.	Folgeverhalten bei 1500 RPM und 2,5 bis 0,5 mm Sollposition	50
5.14.	Folgeverhalten bei 2000 RPM und 0,5 mm Soll-Position	52
5.15.	Folgeverhalten bei 2000 RPM und 1,5 mm Soll-Position	52
5.16.	Folgeverhalten bei 2000 RPM und 2,5 mm Soll-Position	53
5.17.	Folgeverhalten bei 2000 RPM und 3 mm Soll-Position	53
5.18.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1 mm Soll-Position	55
5.19.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position	55
5.20.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 2,5 mm Soll-Position	56
5.21.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 3 mm Soll-Position	56
5.22.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 bis 2,5 mm Soll-Position	57
5.23.	Folgeverhalten bei 3000 RPM und 1,5 mm Soll-Position	59
5.24.	Folgeverhalten bei 3000 RPM und 3 mm Soll-Position	59
5.25.	Folgeverhalten bei 3500 RPM und 3 mm Soll-Position	61
5.26.	Folgeverhalten bei 4000 RPM und 0,5 mm Soll-Position	63
5.27.	Folgeverhalten bei 4000 RPM und 1 mm Soll-Position	63
5.28.	Folgeverhalten bei 4000 RPM und 0 bis 1 mm Soll-Position	64
5.29.	Folgeverhalten bei 4000 RPM und 1 bis 0,5 mm Soll-Position	64
5.30.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter -10% Massenabweichung	66
5.31.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter $+10\%$ Massenabweichung	66
5.32.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter $+12,5\%$ Spulenwiderstandabweichung	67
5.33.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter -15% Induktivitätsabweichung	67
5.34.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter -10% Kraftkonstantenabweichung	68
5.35.	Folgeverhalten bei 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position unter $R+12,5\%$, $L-15\%$ und $K_F-10\%$	68
6.1.	LADRC-Controller in Simulink	72
6.2.	LQR-Controller in Simulink	72
6.3.	Der existierende PID-Controller der Firma Kenotom	73

6.4. LADRC HMI Konzept	74
6.5. LQR HMI Konzept	74
B.1. Datenblatt des Voice Coil Aktors LA28-22-000A (Sensata Technologies)	80

Tabellenverzeichnis

3.1. Definition der mechanischen Hubgrenzen	17
3.2. Parametrierung des $K_F(x)$ -Lookup-Table-Moduls	20
3.3. Parametrierung des diskreten PI-Stromreglers	21
3.4. Ergebnisse der Open-Loop-Validierung des Stromkreises	22
5.1. Quantitativer Tracking-Vergleich bei 1500 RPM	46
5.2. Quantitativer Tracking-Vergleich bei 2000 RPM	51
5.3. Quantitativer Tracking-Vergleich bei 2500 RPM	54
5.4. Quantitativer Tracking-Vergleich bei 3000 RPM	58
5.5. Quantitativer Tracking-Vergleich bei 3500 RPM	60
5.6. Quantitativer Tracking-Vergleich bei 4000 RPM	62
5.7. Übersicht der simulierten Parameterabweichungen	65
5.8. Quantitative Performance unter parametrischen Unsicherheiten bei Szenarien mit 2500 RPM und 1,5 mm Soll-Position	69

Skriptenverzeichnis

A.1. MATLAB-Skript zur Initialisierung der System-Parameter	75
A.2. MATLAB-Skript zur Berechnung der LESO-Koeffizienten	76
A.3. MATLAB-Skript zur Berechnung der LADRC-Koeffizienten	76
A.4. MATLAB-Skript zur Berechnung der LQR-Koeffizienten	77
A.5. MATLAB-Skript zur Berechnung der Störkraft	77
A.6. MATLAB-Skript des Linearen Trajektoriengenerators (LTD)	78

Literaturverzeichnis

- [1] Model-based development. [Online]. Available: <https://www.dspace.com/de/gmb/home/applicationfields/ind-appl/researcheducation/model-based-development-.cfm>
- [2] Y. Qiao, T. Zhao, and X. Gui, “Overview of Position Servo Control Technology and Development of Voice Coil Motor,” vol. 6, no. 3, pp. 269–278. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9910362/>
- [3] Z. Chen, “Research Status and Prospects of Voice Coil Motor Control Technology,” vol. 17, pp. 117–125.
- [4] Cylindrical Frameless Linear Voice Coil Actuator LA28-22-000A | Sensata Technologies. [Online]. Available: <https://www.sensata.com/products/motors-actuators/cylindrical-frameless-linear-voice-coil-actuator-la28-22-000a>
- [5] F. Baronti, A. Lazzeri, F. Lenzi, R. Roncella, R. Saletti, and S. Saponara, “Voice coil actuators: From model and simulation to automotive application,” in *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE, pp. 1805–1810. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5414837/>
- [6] Md Forhad Khandaker, Henry Hong, and Luis Rodrigues, “Modeling and controller design for a voice coil actuated engine valve,” in *Proceedings of 2005 IEEE Conference on Control Applications, 2005. CCA 2005*. IEEE, pp. 1234–1239. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1507300/>
- [7] Abdullah, J.-H. Ahn, and H.-Y. Kim, “Effect of Electromagnetic Damping on System Performance of Voice-Coil Actuator Applied to Balancing-Type Scale,” vol. 9, no. 1, p. 8. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2076-0825/9/1/8>
- [8] B. Heinrich, *Grundlagen Regelungstechnik: Einfache Übungen, praktische Beispiele und komplexe Aufgaben*. Springer Fachmedien Wiesbaden. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/978-3-658-34420-7>
- [9] J. Lunze, *Regelungstechnik 1*, ser. Springer-Lehrbuch. Springer Berlin Heidelberg. [Online]. Available: <http://link.springer.com/10.1007/978-3-662-09721-2>
- [10] J. Han, “From PID to Active Disturbance Rejection Control,” vol. 56, no. 3, pp. 900–906. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/4796887/>

- [11] Zhiqiang Gao, “Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning,” in *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, vol. 6. IEEE, pp. 4989–4996. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1242516/>
- [12] —, “Active disturbance rejection control: A paradigm shift in feedback control system design,” in *2006 American Control Conference*. IEEE, p. 7 pp. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/document/1656579/>
- [13] G. Herbst, “A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) as a Control Tool for Practitioners,” vol. 2, no. 3, pp. 246–279. [Online]. Available: <http://arxiv.org/abs/1908.04596>
- [14] G. Herbst and R. Madonski, *Active Disturbance Rejection Control: From Principles to Practice*, ser. Control Engineering. Springer Nature Switzerland. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/978-3-031-72687-3>
- [15] X. Li, L. Xia, W. Feng, Y. Chen, S. Huang, L. Gong, and T. Sun, “A Comparative Study on Control Performance of LADRC and PI Controllers for Servo Applications,” in *2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)*. IEEE, pp. 2315–2320. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/10567837/>
- [16] C. Liu, G. Luo, X. Duan, Z. Chen, Z. Zhang, and C. Qiu, “Adaptive LADRC-Based Disturbance Rejection Method for Electromechanical Servo System,” vol. 56, no. 1, pp. 876–889. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8911413/>
- [17] J. Lunze, *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*, ser. Springer-Lehrbuch. Springer Berlin Heidelberg. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/978-3-642-29562-1>
- [18] Q. Fu, J. Wu, C. Yu, T. Feng, N. Zhang, and J. Zhang, “Linear Quadratic Optimal Control with the Finite State for Suspension System,” vol. 11, no. 2, p. 127. [Online]. Available: <https://www.mdpi.com/2075-1702/11/2/127>
- [19] Z. Xiang and W. Wei, “Design of DC motor position tracking system based on LQR,” vol. 1887, no. 1, p. 012052. [Online]. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1887/1/012052>
- [20] E. Vinodh Kumar and J. Jerome, “Robust LQR Controller Design for Stabilizing and Trajectory Tracking of Inverted Pendulum,” vol. 64, pp. 169–178. [Online]. Available: <https://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/S1877705813016020>
- [21] W. Rui, Y. Wang, H. Song, Z. Luo, Y. Huang, Q. Yu, Z. Liu, K. Wu, and B. Xiao, “Using LQR controller for vertical position control on EAST,” vol. 64, no. 6, p. 066040. [Online]. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1741-4326/ad43fd>

-
- [22] G. Pechlivanidou and N. Karampetakis, “Zero-order hold discretization of general state space systems with input delay,” vol. 39, no. 2, pp. 708–730. [Online]. Available: <https://academic.oup.com/imamci/article/39/2/708/6574615>
- [23] D. Bättig, *Angewandte Mathematik 2 mit MATLAB und Julia: Ein anwendungs- und beispielorientierter Einstieg für technische Studiengänge*. Springer Berlin Heidelberg. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/978-3-662-62207-0>
- [24] M. Hermann and M. Saravi, *Eine Einführung in gewöhnliche Differentialgleichungen: Analytische und numerische Methoden*. Springer India. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/978-81-322-3996-3>
- [25] S. Zacher and M. Reuter, *Regelungstechnik für Ingenieure: Analyse, Simulation und Entwurf von Regelkreisen*. Springer Fachmedien Wiesbaden. [Online]. Available: <https://link.springer.com/10.1007/978-3-658-36407-6>
- [26] Solver - solver that computes states and outputs for simulation - matlab. [Online]. Available: <https://de.mathworks.com/help/simulink/gui/solver.html>
- [27] T. O. Hodson, “Root-mean-square error (RMSE) or mean absolute error (MAE): When to use them or not,” vol. 15, no. 14, pp. 5481–5487. [Online]. Available: <https://gmd.copernicus.org/articles/15/5481/2022/>

Abkürzungsverzeichnis

ARE	Algebraische Riccati-Gleichung (Algebraic Riccati Equation).
DAC	Digital-Analog-Wandler.
DFG	Deutsche Forschungsgemeinschaft.
EMK	Elektromotorische Kraft.
HiL	Hardware-in-the-Loop.
HMI	Mensch-Maschine-Schnittstelle (Human-Machine Interface).
IFZN	Institut für Fahrzeugtechnik Nürnberg.
LADRC	Linear Active Disturbance Rejection Control.
LESO	Linearer Erweiterter Zustandsbeobachter (Linear Extended State Observer).
LQI	Linear-Quadratischer Integrator.
LQR	Linear-Quadratischer Regler (Linear Quadratic Regulator).
LSEF	Linear State Error Feedback.
LTD	Linearer Tracking-Differentiator.
LTI	Linear Time-Invariant.
LVDT	Linear Variable Differential Transformer.
MAE	Mean Absolute Error.
MiL	Model-in-the-Loop.
PI	Proportional-Integral.
PID	Proportional-Integral-Derivativ.
RMSE	Root Mean Square Error.
RPM	Revolutions Per Minute.

SiL	Software-in-the-Loop.
SPS	Speicherprogrammierbare Steuerung.
VCA	Voice Coil Aktor.
VKM	Verbrennungskraftmaschinen.
ZOH	Zero-Order-Hold.

Hinweis: Diese Erklärung ist mit Originalunterschrift (nicht gescannt) in das Papierexemplar der Abschlussarbeit fest einzubinden. Eine Spiralbindung ist nicht zulässig. Das digitale Exemplar enthält einen Scan der Erklärung mit Unterschrift.

Prüfungsrechtliche Erklärung der/des Studierenden

Angaben des bzw. der Studierenden:

Name: Bao Vorname: Changlai Matrikel-Nr.: 3834688

Fakultät: EFI Studiengang: Elektronische und Mechatronische Systeme

Semester: 3

Titel der Abschlussarbeit:

Entwicklung einer schnellen Positionsregelung für einen hochdynamischen Aktuator unter Störeinflüssen durch Druckpulsationen

Ich versichere, dass ich die Arbeit selbständig verfasst, nicht anderweitig für Prüfungszwecke vorgelegt, alle benutzten Quellen und Hilfsmittel angegeben sowie wörtliche und sinngemäße Zitate als solche gekennzeichnet habe. Außerdem versichere ich, dass der Hauptteil des Papierexemplares und des digitalen Exemplares identisch sind. Das digitale Exemplar enthält, falls gefordert, lediglich weitere Anlagen.

Nürnberg, 09.05.2026, Changlai Bao

Ort, Datum, Unterschrift Studierende/Studierender

Erklärung der/des Studierenden zur Veröffentlichung der vorstehend bezeichneten Abschlussarbeit

Die Entscheidung über die vollständige oder auszugsweise Veröffentlichung der Abschlussarbeit liegt grundsätzlich erst einmal allein in der Zuständigkeit der/des studentischen Verfasserin/Verfassers. Nach dem Urheberrechtsgesetz (UrhG) erwirbt die Verfasserin/der Verfasser einer Abschlussarbeit mit Anfertigung ihrer/seiner Arbeit das alleinige Urheberrecht und grundsätzlich auch die hieraus resultierenden Nutzungsrechte wie z.B. Erstveröffentlichung (§ 12 UrhG), Verbreitung (§ 17 UrhG), Vervielfältigung (§ 16 UrhG), Online-Nutzung usw., also alle Rechte, die die nicht-kommerzielle oder kommerzielle Verwertung betreffen.

Die Hochschule und deren Beschäftigte werden Abschlussarbeiten oder Teile davon nicht ohne Zustimmung der/des studentischen Verfasserin/Verfassers veröffentlichen, insbesondere nicht öffentlich zugänglich in die Bibliothek der Hochschule einstellen.

Hiermit genehmige ich, wenn und soweit keine entgegenstehenden Vereinbarungen mit Dritten getroffen worden sind,
 genehmige ich nicht,

dass die oben genannte Abschlussarbeit durch die Technische Hochschule Nürnberg Georg Simon Ohm, ggf. nach Ablauf einer mittels eines auf der Abschlussarbeit aufgetragenen Sperrvermerks kenntlich gemachten Sperrfrist

von 0 Jahren (0 - 5 Jahren ab Datum der Abgabe der Arbeit),

der Öffentlichkeit zugänglich gemacht wird. Im Falle der Genehmigung erfolgt diese unwiderruflich; hierzu wird der Abschlussarbeit ein Exemplar im digitalisierten PDF-Format an die Betreuer übermittelt. Bestimmungen der jeweils geltenden Studien- und Prüfungsordnung über Art und Umfang der im Rahmen der Arbeit abzugebenden Exemplare und Materialien werden hierdurch nicht berührt.

Nürnberg, 09.05.2026, Changlai Bao

Ort, Datum, Unterschrift Studierende/Studierender

Datenschutz: Die Antragstellung ist regelmäßig mit der Speicherung und Verarbeitung der von Ihnen mitgeteilten Daten durch die Technische Hochschule Nürnberg Georg Simon Ohm verbunden. Weitere Informationen zum Umgang der Technischen Hochschule Nürnberg mit Ihren personenbezogenen Daten sind unter nachfolgendem Link abrufbar: <https://www.th-nuernberg.de/datenschutz/>