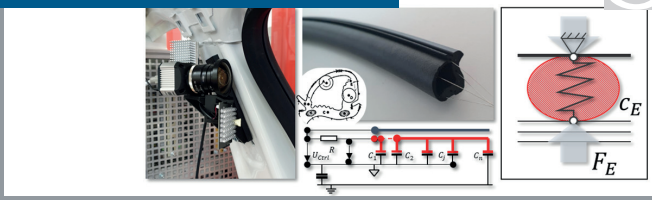
Alexander Mathias Wolf



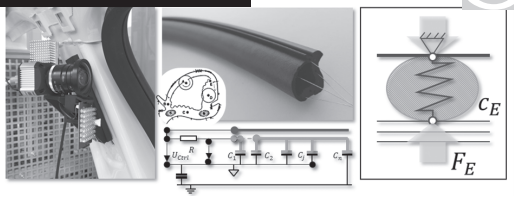
Methoden für einen intelligenten Einklemmschutz auf Basis lernfähiger nichtlinearer Beobachtung sowie kapazitiver und optischer Messverfahren

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik
Band 18
Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig

RPTU Rheinland-Pfälzische Technische Universität Kaiserslautern Landau

Alexander Mathias Wolf

mt&s



Methoden für einen intelligenten Einklemmschutz auf Basis lernfähiger nichtlinearer Beobachtung sowie kapazitiver und optischer Messverfahren

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik

Band 18

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig

RPTU Rheinland-Pfälzische Technische Universität Kaiserslautern Landau

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek
Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über **http://dnb.d-nb.de** abrufbar.

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik - Band 18

Herausgeber: Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig
Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik
Fachbereich Maschinenbau und Verfahrenstechnik
Rheinland-Pfälzische Technische Universität Kaiserslautern-Landau
Gottlieb-Daimler-Straße
67663 Kaiserslautern

Verfasser: Alexander Mathias Wolf
Verlag: Rheinland-Pfälzische Technische Universität Kaiserslautern-Landau

Druck: Rheinland-Pfälzische Technische Universität Kaiserslautern-Landau
Dezernat 5 Technik | Abteilung 5.6 Foto-Repro-Druck

D-386

© Alexander Mathias Wolf · Kaiserslautern 2025

Alle Rechte vorbehalten, auch das des auszugsweisen Nachdrucks, der auszugsweisen oder vollständigen Wiedergabe (Photographie, Mikroskopie), der Speicherung in Datenverarbeitungsanlagen und das der Übersetzung.

Als Manuskript gedruckt. Printed in Germany.

ISSN 2365-9742
ISBN 978-3-95974-246-7

Methoden für einen intelligenten Einklemmschutz auf Basis lernfähiger nichtlinearer Beobachtung sowie kapazitiver und optischer Messverfahren

Vom Fachbereich Maschinenbau und Verfahrenstechnik
der Rheinland-Pfälzischen Technischen Universität Kaiserslautern-Landau
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur (Dr.-Ing.)

genehmigte

Dissertation

von

Dipl.-Ing. Alexander Mathias Wolf
aus Frankenthal (Pfalz)

Kaiserslautern 2025
D-386

Datum der mündlichen Prüfung	21. Februar 2025
Dekan	Prof. Dr. rer. nat. Roland Ulber
Vorsitzender	Prof. Dr.-Ing. Roman Teutsch
Berichterstatter	Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig
	Prof. Dr.-Ing. Daniel Görges

Kurzzusammenfassung

Im Bereich des automobilen Einklemmschutzes werden Methoden zur robusten und immer sensitiveren Detektion von Einklemmobjekten gesucht, um die Sicherheit zu erhöhen und Risiken des vollautonomen Betriebs zu minimieren. Die weit verbreiteten indirekten Detektionsverfahren erfordern eine präzise Prädiktion zeitvarianter, nichtlinearer Aktuatorlastprofile. In dieser Arbeit werden drei Detektionsansätze vorgestellt, die auf unterschiedlichen Sensorkonzepten basieren. Der erste Ansatz umfasst eine Lastprofilidentifikation anhand von lernfähiger Beobachtung, indem Unscented Kalman Filter mit neuronaler Reibungsidentifikation kombiniert werden. Die kalmanfilterbasierte Lastprofilidentifikation wird anschließend zu einem sensorlosen, beobachterfehlerbasierten Einklemmschutz erweitert. In einem zweiten Ansatz wird ein elektrostatischer Einklemmschutzprototyp auf Basis von Eigenkapazitätsänderungen vorgestellt. Mit einer mehrstufigen Validierung und dem Einsatz von seriennahen Dichtungsprototypen wird die Konzepttauglichkeit unter Randbedingungen geschlussfolgert. Der dritte Ansatz besteht in einem kamerabasierten Einklemmschutz zur berührungslosen Detektion und Klassifikation von Einklemmobjekten und -situationen. Mittels Prüfstandsvalidierung und Robustheitsanalysen werden Reaktionszeiten und Zuverlässigkeiten identifiziert, welche Rückschlüsse auf Hardware und Trainingsaufwände liefern. Mit diesen drei Ansätzen werden durch die Schaffung von Rechen- und Sensorsynergien neue Möglichkeiten für derzeitige und zukünftige Fahrzeugarchitekturen aufgezeigt.

Abstract

In the area of automotive pinch protection, methods for robust and increasingly sensitive detection of pinch objects are sought in order to increase safety and minimize the risks of autonomous driving. The widely used indirect detection methods require a precise prediction of time-variant, non-linear actuator load profiles. In this thesis, three different approaches that are based on different sensor solutions are presented. The first approach consists of load profile identification that utilizes intelligent observers by combining Unscented Kalman filters with neuronal friction identification. This Kalman-filter-based approach is then subsequently extended towards a sensorless anti-pinch detection logic that is fully based on the observer error. In a second approach, an electrostatic anti-pinch protection is presented that utilizes self-capacitance changes. The proof of concept under target conditions was concluded with a multistep validation procedure and the use of series conform sealing prototypes. The third approach consists of a camera-based pinch protection that allows touchless detection and classification of pinch objects and situations. As part of the test bench validations, reaction times and overall computation time are evaluated, which serve as indication for computational requirements. The results show compliance with functional requirements, which is evaluated as part of a robustness analysis. The three proposed approaches showcase new options that can be suitable for current and future car architectures by utilizing computational- and sensorical synergies.

Danksagung

An erster Stelle möchte ich der Mercedes-Benz AG und allen beteiligten Personen danken, die mich bei der Anfertigung dieser Arbeit unterstützt haben. Meinen aufrichtigen Dank richte ich an Dipl.-Ing. Heiko Möckel, der die wegweisende Vision und seine durchgehende Unterstützung lieferte. Insbesondere möchte ich mich für die großzügige Bereitstellung von Ressourcen sowie die stetige Verfügbarkeit als Ansprechpartner bedanken. Des Weiteren gilt mein aufrichtiger Dank Prof. Dr.-Ing. Jörg Seewig für die Betreuung als Erstgutachter. Besonders bedanken möchte ich mich für den Freiraum, die anhaltende Unterstützung und den offenen Austausch, der sämtliche Themen begleitete. Ebenso richte ich meinen besonderen Dank an den Zweitgutachter Prof. Dr.-Ing. Daniel Görges und den Vorsitzenden Prof. Dr.-Ing. Roman Teutsch für die Bereitschaft und die ausgezeichnete Abwicklung im Zuge des Promotionsverfahrens. Darüber hinaus gilt mein besonderer Dank den Kollegen der RPTU, insbesondere Dipl.-Ing. Tim Becker und Dipl.-Ing. Tycho Groche für den Austausch und die hervorragende Ausarbeitung zum optischen Einklemmschutz. Mein besonderer Dank geht an weitere Kollegen der Mercedes-Benz AG, darunter Dipl.-Ing. Joaquin Rodrigo-Pastor und Dipl.-Ing. Wolfgang Schellhorn für die Bereitstellung von Ressourcen zur Realisierung des elektrostatischen Einklemmschutzprototypen. Ohne die ausgezeichnete Zusammenarbeit wäre die Erstellung seriennaher Ergebnisse in diesem Umfang nicht möglich gewesen. Zudem richte ich meinen besonderen Dank an Dr. rer. nat. Jakob Breu für seine großzügige Unterstützung und die großzügige Bereitstellung von Freiraum. Des Weiteren richte ich meinen herzlichen Dank an das Team aus der Serienentwicklung der Mercedes-Benz AG, die mich als Doktorand aufgenommen und unterstützt haben. Als Letztes möchte ich mich bei meiner Familie, Freunden und insbesondere meiner Partnerin für die Geduld und den Freiraum bedanken.

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Erläuterung
BP	Bandpass
CFDTD	Contour Finite-Difference Time-Domain
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CNN	Convolutional Neural Network
DF2	Direkt Form II
DFT	Diskrete Fourier Transformation
DNN	Deep Neural Network
ECE	Economic Commission for Europe
ECU	Electronic Control Unit
EKF	Extended Kalman Filter
EKK	Einklemmkraft
EKS	Einklemmschutz
EMF	Electromagnetic Force
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FDTD	Finite-Difference Time-Domain Method
FFT	Fast Fourier Transformation
FH	Fensterheber
FIT	Finite Integral Methode
FIR	Finite Impulse Response
FMVSS	Federal Motor Vehicle Safety Standard
HANN	Harmonic Activated Neural Network
GRNN	General Regression Neural Network
HP	Hochpass
IEM	Integral Equation Method

Abkürzung	Erläuterung
IIR	Infinite Impulse Response
KF	Kalman Filter
KS	Koordinatensystem
LAP	Laplace Operator
LB	Luenberger
LQ	Linear Qudaratisch
MQ	Multiquadratisch
IMQ	Invers multiquadratisch
IQ	Invers quadratisch
IR	Infrarot
LED	Leuchtdiode
LIDAR	Light Detection and Ranging
LUGRE	Lund-Grenoble
MLP	Multi Layer Perceptron
NARX	Nonlinear Autoregressive Exogenous
NE	Newton-Euler
NL	Nichtlinearität
NN	Neuronales Netz
N.C.	Non-converging
N.V.	Nicht vorhanden
OEM	Original Equipment Manufacturer
PMDC	Permanenterregte Gleichstrommaschine
PIR	Passive Infrarot Diode
PT_1-Glied	Proportionales Übertragungsglied 1. Ordnung
PT_2-Glied	Proportionales Übertragungsglied 2. Ordnung
PWM	Pulsweitenmodulation
RBF	Radiale Basis Funktion
TP	Tiefpass
TSG	Türsteuergerät
UKF	Unscented Kalman Filter
UT	Unscented Transformation

Symbolverzeichnis

Symbol	Beschreibung	Einheit
α	Momentumfaktor	
α_E	Winkel der Einklemmnormalen	rad
α_K	Temperaturkoeffizient	1/K
α_N	Normaleneingriffswinkel am Schneckengetriebe	rad
$\alpha_{s,sp}$	Öffnungsinkel pro Spule	rad
γ	Getriebe-Steigungswinkel	rad
$\gamma_{1,2}$	Plausibilisierungsschrittweiten	
δ	Luftspaltbreite	m
ϵ_0	Elektrische Feldkonstante	As/Vm
$\boldsymbol{\epsilon}$	Permittivitätsmatrix	As/Vm
ϵ_r	Relative Permittivität	
ϵ_F	Einklemmkraftauflösung	
ϵ_M	Messauflösung	
η_G	Getriebeeffizienz	
η_c	Lernrate zu coulombschen Netzen	
η_v	Lernrate zu viskosen Netzen	
$\boldsymbol{\Theta}$	Vektor der NN-Gewichte	
θ_1	Schneckenseitiges Trägheitsmoment	kgm^2
θ_2	Schneckenradseitiges Trägheitsmoment	kgm^2
θ_A	Ankerträgheitsmoment	kgm^2
$\Delta\theta_B$	Bürstenbreite	rad
Θ_b	Nickwinkel im b-System	rad
$\Delta\theta_G$	Lamellenlücke	rad
$\Delta\theta_i$	Winkelversatz der Lamelle i	rad

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\Delta\theta_L$	Lamellenlänge	rad
θ_M	Gesamtträgheitsmoment	kgm^2
$\boldsymbol{\theta}_p$	Parametervektor	
θ_W^S	Trägheitstensor der Scheibe schwerpunktbezogen	kgm^2
κ	Skalierungsparameter zur Sigmapunktberechnung	
μ_0	Permeabilität des Vakuums	$\mathrm{N/A}^2$
μ_m	Permeabilität des Permanentmagneten	$\mathrm{N/A}^2$
μ_C	Coulombscher Reibkoeffizient	
μ_G	Gleitreibungskoeffizient	
$\mu_{t,\mathrm{EKS}}$	Mittelwert der EKS-Modul Verzögerung	s
$\mu_{t,\mathrm{Gesamt}}$	Mittelwert der Gesamtverzögerung	s
$\mu_{t,\mathrm{Kamera}}$	Mittelwert der Kameraverzögerung	s
$\mu_{t,\mathrm{Rest}}$	Mittelwert der restlichen Verzögerungen	s
μ_H	Haftreibungskoeffizient	
μ_v	Viskoser Reibkoeffizient	
μ_{SVK}	Coulombscher Dichtungsreibkoeffizient pro Länge	N/mm
$\xi_{i,j}^A$	Anzahl der i,j-ten Stützstellendurchgänge	
ξ_{BP}	Filterkoeffizient des einstellbaren Bandpasses	
ρ	Reibwinkel des Schneckengetriebes	
$\boldsymbol{\rho}$	Vektor der Volumenladungsdichte	$\mathrm{As/m}^3$
ρ_I	Korrelationskoeffizient des Motorstroms	
σ_i	LuGre-Reibmodellparameter	
σ_M	Messrauschen	
σ_T	Spreizung der temperaturabhängigen RBF	
$\sigma_{t,i}$	Standardabweichung der zeitlichen Verzögerung	s
σ_z	Spreizung der positionsabhängigen RBF	
ς^{v+}	Varianz der NN-Gewichte / Konvergenzgrad	
$\hat{\sigma}$	Innerer Vorspannungszustand	m
τ_0	Zeitkonstante zum elektr. Schwingkreis	s
τ_{cog}	Rastmoment	Nm
τ_d	Koeffizient zum Differentialanteil des PID-Reglers	
τ_e	Elektrische Zeitkonstante	s

Symbol	Beschreibung	Einheit
τ_G	Drehmoment am Getriebeausgang	Nm
τ_i	Integralanteilkoeffizient des PID-Reglers	
$\boldsymbol{\tau}_i$	Reaktionsmomentvektor des i-ten Gelenks	Nm
τ_L	Lastmoment	Nm
τ_m	Mechanische Zeitkonstante	s
τ_{Ri}	Umlenkrollenreibmoment i	Nm
Ψ_b	Gierwinkel im b-System	rad
Φ	Magnetischer Fluss	Wb
$\boldsymbol{\Phi}$	Matrix der Potentialverteilung	V
Φ_{sp}	Magnetischer Fluss je Spule	Wb
Φ_b	Rollwinkel im b-System	rad
φ_D	Türöffnungswinkel	rad
φ_l	Scheibenrotationsanschlag A-Säule	rad
φ_M	Rotorwinkel	rad
$\Delta\varphi_M$	Korrekturterm zur Rotorwinkelsynchronisation	rad
φ_{pm}	Magnetischer Fluss des unbelasteten Motors	Wb
φ_{sp}	Magnetischer Fluss pro Spule	Wb
φ_r	Scheibenrotationsanschlag B-Säule	rad
φ_R	Gleiterschienenwinkel relativ zum Türmodul	rad
φ_W	Scheibenverkippungswinkel	rad
ω_0	Rotordrehzahl bei unkommutiertem Gesamtwiderstand	rad/s
ω_G	Drehzahl am Getriebeausgang	rad/s
$\boldsymbol{\omega}_i$	Winkelgeschwindigkeitsvektor des i-ten Glieds	rad/s
ω_M	Rotordrehzahl	rad/s
$\omega_{M,\text{SLP}}$	Rotordrehzahl aus sensorloser Positionierung	rad/s
$\dot{\boldsymbol{\omega}}_w^w$	Winkelbeschleunigung des w-KS ausgedrückt im w-KS	rad/s^2
$\boldsymbol{a}_b^b$	Linearbeschleunigung des b-KS ausgedrückt im b-KS	m/s^2
a_i, b_i	Filterkoeffizienten	
$\boldsymbol{A}$	Zeitkontinuierliche Systemmatrix	
$\mathcal{A}$	Matrix der Aktivierungsfunktionen	
A_{cog}	Rastmomentamplitude	Nm

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\boldsymbol{A}_d$	Zeitdiskrete Systemmatrix	
$\boldsymbol{A}_{\text{iem}}$	IEM-Matrix	
$A_{i,j}$	Zweidimensionale Aktivierungsfunktion i,j	
a_W^z	Äußere Beschleunigung in z-Richtung	m/s^2
$\boldsymbol{B}$	Zeitkontinuierliche Eingangsmatrix	
$\boldsymbol{B}_d$	Zeitdiskrete Eingangsmatrix	
B_e	Maximale Flussdichte	T
$\hat{\boldsymbol{b}}_j$	Magnetischer Fluss an Facettenoberfläche j	Wb
b_n	Fourierkoeffizienten zur magnetischen Flussdichte	
b_{pm}	Magnetische Flussdichte des unbelasteten Motors	T
$\boldsymbol{B}_r$	Remanenz des Ferrits	T
c	Innere Steifigkeit	N/m
$\boldsymbol{C}$	Matrix der Coriolis-, Zentrifugal-, Zentripetalkraftanteile	
$\boldsymbol{C}$	Messmatrix	
$c_{0,k}$	Widerstandsverhältnis R_k/R_0	
C_{12}	Kapazität zwischen Karosserie/Elektrode	
C_{23}	Kapazität zwischen Finger/Elektrode	
C_A	Wärmekapazität der Luftpolsters	J/K
$c_{A,0,k}$	Ankerwiderstandsverhältnis $R_{A,k}/R_{A,0}$	
C_B	Wärmekapazität der Bürsten	J/K
c_C	Kontaktsteifigkeit des Rahmens	N/m
c_η	Analytische Lernrate	
c_E	Einklemmsteifigkeit	N/m
$c_{\text{ges},h}$	Innere Steifigkeit der harten Phase	N/m
$c_{\text{ges},w}$	Innere Steifigkeit der weichen Phase	N/m
C_H	Wärmekapazität des Motorgehäuses	J/K
c_i	Effektive Steifigkeit des i-ten Kabels	N/m
$\boldsymbol{C}_{\text{iem}}$	Kapazitätsmatrix nach IEM-Verfahren	F
$\boldsymbol{C}_{\text{matrix}}$	Kapazitätsmatrix	F
c_p	Steifigkeit der Vorspannfedern	N/m
C_R	Wärmekapazität der Rotors	J/K
C_{sens}	Elektrodeneigenkapazität	F

Symbol	Beschreibung	Einheit
C_x	Filterkondensator	F
C_y	Entstörkondensator	F
d	Innere Dämpfung	Ns/m
$\boldsymbol{d}$	Vektor individueller Einklemmfallsignale	
$\boldsymbol{D}$	Durchgangsmatrix	
d_{AB}	Abstand der Gleiterschienen	m
d_C	Kontaktdämpfung des Rahmens	Ns/m
D_{EKS}	Binäres Einklemmfallsignal	
$\hat{\hat{\boldsymbol{d}}}_i$	Elektrischer Fluss durch Facettenoberfläche j	As
$d_{i,x}$	Komponentenüberschneidung in lokale x-Richtung	N
D_s	Durchmesser der Pollücke	m
D_r	Motordurchmesser	m
d_x	Hilfsschrittweite in x zur Einklemmwinkelberechnung	m
d_w	Scheibenbreite	m
e	Approximationsfehler	
$\boldsymbol{e}$	Beobachterfehler	
$\boldsymbol{E}$	Elektrische Feldstärke	V/m
$\boldsymbol{e}_{EKS}$	EKS-Beobachterfehlervektor	
$\hat{\boldsymbol{e}}_i$	Elektrische Gitterspannung an Gitterkante i	V
$e_{\dot{\varphi}}$	Regeldifferenz zur Rotordrehzahl	
e_{SP}	Induzierte Spannung pro Spule	V
$\boldsymbol{e}_x, \boldsymbol{e}_y, \boldsymbol{e}_z$	Einheitsvektoren in x,y,z	
$e_{\dot{z}}$	Regeldifferenz zur Scheibengeschwindigkeit	
F_A	Antriebskraftanteil des Streckenmodells	N
$F_{A,x}$	Kontaktnormalkraft am Scheibenreibpunkt A in x	N
F_{ba}, F_{BA}	Break-Away Gleichgewichtskraft	N
F_c	Coulombsche Reibkraftanteile	N
$\boldsymbol{F}_{CA}$	Kontaktkraftvektor am Scheibenpunkt A	N
$F^w_{Ci,x}$	Kontaktkraftvektor am Scheibenpunkt i im w-System	N
$F_{c,\max}$	Schätzwert maximal auftretende Coulombkraft	N
$\boldsymbol{F}_E$	Einklemmkraftvektor	N
F_{ext}	Äußere Kraft auf die Fensterscheibe	N

Symbol	Beschreibung	Einheit
F_g	Gewichtskraft	N
F_h	Seilkraft des Kabelzug-Hysteresemodells	N
$F_{\mathrm{GRNN},c}^{(v^+)}$	GRNN-Ausgang zu coulombschen Anteilen des Hochlaufs	N
$F_{\mathrm{GRNN},c}^{(v^-)}$	GRNN-Ausgang zu coulombschen Anteilen des Tieflaufs	N
$F_{GRNN,v}$	GRNN-Ausgänge zu viskosen Anteilen	N
$\boldsymbol{f}_i$	Reaktionskräftevektor des i-ten Gelenks	N
F_N	Normalkraft	N
$\boldsymbol{F}_{Ni}$	Dichtungsnormalkraftvektor i	N
$\boldsymbol{F}_{NGA}$	Normalkraftvektor zwischen Gleiter A und Schiene	N
$\boldsymbol{f}_{\mathrm{nl}}$	Nichtlineare Prozessfunktion	
f_R	Dominante Frequenz	Hz
$\hat{F}_R$	Identifizierte Reibung	N
$\boldsymbol{F}_{RA}, F_{RB}$	Reibvektoren Gleiter-/Schieneninteraktion	N
$\boldsymbol{F}_{RA}$	Reibkraftvektor am Scheibenpunkt A (Kontaktmodell)	N
$\boldsymbol{F}_{Ri}$	Reibvektor der Dichtungsreibung i	N
$F_{RU,i}$	Umlenkrollenreibverlust	N
$F_{Si}, F_{S,i}$	Seilkraft des i-ten Kabels	N
$F_{\mathrm{stribeck},i}$	Stribeckreibkraft am i-ten Scheibenpunkt	N
F_t	Tangentialkraft	N
F_v	Viskose Reibkraftanteile	N
f_v	Viskoser Reibkoeffizient	Nms/rad
g	Erdbeschleunigung	m/s^2
$\boldsymbol{G}$	Matrix der Gravitationsanteile	
$\tilde{\boldsymbol{G}}$	FIT-Gittergradientenoperator	
$\boldsymbol{G}_d$	Zeitdiskrete Einkopplungsmatrix des Prozessrauschens	
g_i	Index des dominanten Frequenzanteils	
$\boldsymbol{G}_{\max}$	Maximale Leitfähigkeit Bürste/Lamellenkontakt	
$\boldsymbol{g}_{\mathrm{nl}}$	Nichtlineare Messfunktion	
H_A	Übertragungsfunktion des elektrischen Ankerschaltkreises	
H_B	Übertragungsfunktion der mechanischen Ankeranteile	
H_C	Übertragungsfunktion der Winkelintegration	
$\hat{\boldsymbol{h}}_i$	Magnetische Gitterspannung an Gitterkante i	A

Symbol	Beschreibung	Einheit
h_m	Breite der Permanentmagneten	m
h_R	Rippleamplitude	A
$H_{TP,p}$	Tiefpassübertragungsfunktion	
$\boldsymbol{I}$	Einheitsmatrix	
I_A	Ankerstrom	A
I_{block}	Blockstrom	A
I_c	Motorstrom aus Kommutierungsmodell	A
I_{leer}	Leerlaufstrom	A
I_M	Motorstrom	A
I_{SP}	Spulenstrom	A
$I_{\text{Smax},r}$	Maximalwert des r-ten Ripples	A
$I_{\text{Smin},r}$	Minimalwert des r-ten Ripples	A
$\boldsymbol{\Delta I}_{\text{Smax}}$	Vektor gebufferter Ripplemaximadifferenzen	A
J	Gütefunktion	
$\hat{\hat{\boldsymbol{j}}}_j$	Dielektrische Verschiebung	As/m^2
$\boldsymbol{K}$	Kalmanverstärkung	
k_{3d}	Geometrischer Skalierungsfaktor	
K_C	Proportionalkoeffizient des PID-Reglers	
k_e	Wirbelstromkoeffizient	
k_h	Gesamtkoeffizient zur Magnetisierungshysterese	
k_{hys}	Materialkoeffizient der Magnetisierungshysterese	
k_i	Koeffizienten des Kabelzug-Hysteresemodells	
k_I	Stromkonstante des Anregungsmodells	J/A^2
k_M	Drehmomentkonstante	Nm/A
K_p	Verstärkung im eingeschwungenen Zustand	
K_u	Verstärkung bei anhaltender Oszillation	
k_ω	Drehzahlkonstante	Vs/rad
L	Gesamtinduktivität	H
$\boldsymbol{L}$	Laplacematrix	
L_A	Ankerinduktivität	H
$\boldsymbol{L}_B$	Luenbergermatrix	
l_i	Kabellänge des i-ten Kabels	m

Symbol	Beschreibung	Einheit
l_{0i}	Anfangslänge des i-ten Kabels	m
L_{max}	Maximale Induktivität ungedämpfter Rippleamplituden	H
L_{SP}	Spuleninduktivität	H
$\boldsymbol{M}$	Massenmatrix	
$\boldsymbol{M}_{\epsilon}$	FIT-Materialmatrix der Permittivitäten	F/m
$\boldsymbol{M}_{\kappa}$	FIT-Materialmatrix der Leitfähigkeiten	Ω/m
$\boldsymbol{M}_{\mu}$	FIT-Materialmatrix der Permeabilitäten	H/m
m_W	Scheibenmasse	kg
n	Fensterlänge, Zählvariable	
N	Filtergrad	
$\boldsymbol{n}_E$	Vektor der Einklemmnormalen	
n_G	Getriebeübersetzung	
n_p	Slotanzahl	
n_r	Übersetzungskoeffizient	
n_S	Spulenzahl pro Rotorhälfte	
n_s	Windungszahl pro Spule	
O_i	Koordinatensystem i	
P	Kantenpolynom	
$\boldsymbol{P}$	Kovarianzmatrix des Prozessrauschens	
$\boldsymbol{P}_E$	Vordefinierte Einklemmposition	m
$\boldsymbol{P}_W$	Punkt des Einklemmkrafteingriffs auf Scheibenmasse	m
p_i	Vorzeichen zur Auslöseindikation	
P_u	Periodendauer zur Regelparameterbestimmung	
$\boldsymbol{P}_u$	Matrix der Teilladungen	
$\boldsymbol{q}$	Vektor der generalisierten Koordinaten	
Q	Ladung	
$\boldsymbol{Q}$	Matrix des Systemrauschens	
$\dot{\boldsymbol{Q}}_B$	Bürstenwärmestrom	W
$\dot{\boldsymbol{Q}}_R$	Rotorwärmestrom	W
r	Rippleindex	
$\boldsymbol{R}$	Matrix des Messrauschens	
$\boldsymbol{R}_0^w$	Rotationsmatrix vom 0- ins w-System	

Symbol	Beschreibung	Einheit
R_0	Gesamtwiderstand	Ω
r_1	Schneckenradius	m
r_2	Schneckenradradius	m
R_A	Ankerwiderstand	Ω
$R_{A,0}$	Unkommutierter Ankerwiderstand	Ω
$R_{A,k}$	Kommutierter Ankerwiderstand	Ω
r^e_{AB}	Vektor von Punkt A nach B im e-System	m
$r^e_{AB,x}$	x-Komponente dieses Vektors	m
$\boldsymbol{r}^w_{ACA}$	Vektor von Punkt A nach CA im w-System	m
R_{AH}	Luft/Gehäuse Wärmeleitwiderstand	W/K
R_{BA}	Bürste/Luft Wärmeleitwiderstand	W/K
R_{BE}	Bürste/Umgebung Wärmeleitwiderstand	W/K
R_{BR}	Bürste/Rotor Wärmeleitwiderstand	W/K
r_D	Trommelradius	m
$\boldsymbol{r}^a_{GRA}$	Vektor des Reibeingriffs im Gleitersystem	m
$\boldsymbol{r}^S_i$	Schwerpunktvektor	m
R_H	Kabelbaumwiderstand	Ω
R_{HE}	Gehäuse/Umgebung Wärmeleitwiderstand	W/K
R_k	Kommutierungsgesamtwiderstand	Ω
R_m	Gemittelter Gesamtwiderstand	Ω
R_i	Individueller Spulenwiderstand	Ω
r_{I_M}	Varianz der Motorstrommessung	A^2
r_{ϕ_M}	Varianz der Rotorwinkelmessung	rad^2/s^2
R_{RA}	Rotor/Luft Wärmeleitwiderstand	W/K
R_{RH}	Rotor/Gehäuse Wärmeleitwiderstand	W/K
R_S	Gleichmäßiger Spulenwiderstand	Ω
R_{Si}	Summierter Serienwiderstand	Ω
$\tilde{\boldsymbol{S}}$	FIT-Gitterdivergenzoperator	
s_M	Bewegungszustand	
T	Motortemperatur	K
T_0	Referenztemperatur	K
T_A	Motorluftpolstertemperatur	K

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\boldsymbol{T}_A$	Vektor der Antriebskräfte/-momente	
T_B	Bürstentemperatur	K
$T_{\mathrm{B,ref}}$	Gemessene Bürstenreferenztemperatur	K
T_E	Umgebungstemperatur	K
t_{EKS}	Berechnungszeit für das EKS-Modul	s
T_H	Motorgehäusetemperatur	K
t_{Kamera}	Zeit zur Erfassung des Kamerabildes	s
T_L	Lastmoment an der Seiltrommel	Nm
T_M	Gesamtzeitkonstante des Motors	s
T_R	Rotor-/Spulentemperatur	K
$\boldsymbol{T}_R$	Vektor der Reibkräfte/-meomente	
t_{Rest}	Berechnungszeit für restliche CNN-Module	s
T_S	Integrationsschrittweite	s
t_S	Samplerate	s
$t_{\mathrm{Smax},r}$	Zeitpunkt des r-ten Ripplemaximums	s
$t_{\mathrm{Smin},r}$	Zeitpunkt des r-ten Rippleminimums	s
$T_{TP,p}$	Allpass-Übertragungsfunktion	
$T_{W,i}$	Zeitkonstanten des Fensterhebersystems	s
U_C	FH-Stellspannung	V
U_{ctrl}	Elektrodensteuerspannung	V
U_{e}	Wirbelstromverlustspannung	V
U_{emf}	Induziertes Back-EMF	V
U_{h}	Verlustspannung zur Magnetisierungshysterese	V
U_{in}	Eingangsspannung	V
U_K	Kabelbaumverluste	V
U_L	Verlustspannungen	V
U_M	Motorspannung	V
U_R	Reglerausgang	V
$U_{R,1,2}$	Reglerein-/ausgang der Sättigungsstufe	V
U_{sens}	Elektrodenmessspannung	V
v_0	Grenzgeschwindigkeit des Reibmodells	m/s
$\boldsymbol{v}_i$	Lineargeschwindigkeit des i-ten Glieds	m/s

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\dot{\boldsymbol{v}}_i^S$	Schwerpunktbeschleunigung des i-ten Glieds	m/s^2
$\boldsymbol{v}_{R,i}^w$	Relativgeschwindigkeit des Punktes i im w-System	m/s
W_0	Sigmagewicht	
$\boldsymbol{x}$	Zustandsvektor	
$\hat{\boldsymbol{x}}$	Beobachtete Zustände	
$x_{E,0}$	Vordefinierte Einklemmposition in x	m
$\boldsymbol{\mathcal{X}}_i$	Sigmapunktwolke	
x_s	Kabeldehnung	m
$\boldsymbol{y}$	Ausgangsgrößen/Messwerte	
$\hat{\boldsymbol{y}}$	Beobachtete Ausgangsgrößen	
y_F	Frequenzanteile	
$y_{\min,i}$	Untere Schwellwertgrenze zum i-ten Beobachterfehler	
$\Delta y_{\text{thresh},i}$	Kalibrierter Schwellwert zum i-ten Beobachterfehler	
z_A, z_B	Gleiterposition A,B	m
z_D	Trommelauslenkung	m
Δz_E	Vereinfachte Einklemmobjektüberschneidung	m
$z_{E,0}$	Vordefinierte Einklemmposition in z	m
Δz_i	Dehnung des i-ten Kabels	m
$z_{\max}$	Maximale Bürstenauslenkung	m
z_o	Oberer Blockanschlag	m
Δz_{Pi}	Vorspannung des i-ten Kabels	m
z_u	Unterer Blockanschlag	m
z_W	Scheibenposition	m
$\hat{z}_W$	Beobachtete Fensterposition	m
$\hat{\dot{z}}_W$	Beobachtete Fenstergeschwindigkeit	m/s
$z_{p,max}$	Maximale Auslenkung der Vorspannfedern	m
$z_{W,\text{crit}}$	Kritische Fensteröffnung des optischen EKS	m
$\dot{z}_{W,r}$	Führungsgröße zur Fenstergeschwindigkeit	m/s

Inhaltsverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis **viii**

Symbolverzeichnis **xx**

1 Einführung **1**
1.1 Problemstellung und Motivation . . . 2
1.2 Aufbau der Arbeit . . . 3

2 Stand der Technik **5**
2.1 Einklemmschutz im Automobilbereich . . . 5
2.1.1 Bedeutung des Einklemmschutzes . . . 5
2.1.2 Indirekte EKS-Technologien . . . 12
2.1.3 Direkte EKS Technologien . . . 15
2.2 Fensterhebersystem . . . 21
2.2.1 Struktureller Aufbau . . . 21
2.2.2 FH-Regelung . . . 28
2.2.3 Einflussfaktoren . . . 31

3 Theoretische Grundlagen **33**
3.1 Prinzipien der Mechanik . . . 33
3.1.1 Rekursives Newton-Euler-Verfahren . . . 33
3.2 Modellierung von Reibung . . . 35
3.2.1 Reibmodelle . . . 35
3.2.2 Hysterese und Reibeffekte an Kabelzugsystemen . . . 37
3.3 Zustandsraumdarstellung . . . 38
3.3.1 Lineare Systeme . . . 39
3.3.2 Zeitdiskretisierung . . . 39
3.4 Kalman Filter . . . 41
3.4.1 Klassischer Kalman Filter . . . 41
3.4.2 Extended Kalman Filter . . . 43
3.4.3 Unscented Kalman Filter . . . 44
3.5 Lernfähige Beobachter . . . 47
3.5.1 Statische Funktionsapproximation . . . 47
3.5.2 Lernfähige Beobachter . . . 54
3.6 Modellierung von PMDC-Motoren . . . 56
3.6.1 Elektrisches Ersatzschaltbild . . . 56
3.6.2 Kommutierung . . . 57
3.6.3 Elektromagnetische Effekte . . . 60
3.6.4 Getriebe . . . 65
3.7 Elektrodynamik . . . 68
3.7.1 Maxwellsche Gleichungen . . . 68
3.7.2 Finite Integral Methode . . . 69

3.7.3 Laplace-Operator . . . 73
3.7.4 Kapazitätsbestimmung . . . 73

4 Herleitung der Aufgabenstellung 77
4.1 A) Problembeschreibung . . . 78
4.2 B) Zielsetzung . . . 80
4.3 C) Vergleich der Teillösungen . . . 83

5 Methoden und Konzepte 87
5.1 Modellierung von FH-Motoren . . . 87
5.1.1 Motormodell . . . 87
5.1.2 Thermisches Ersatzmodell . . . 89
5.1.3 Motor Parameteridentifikation . . . 93
5.2 Sensorlose Positionierung (SLP) . . . 96
5.2.1 Rippleentstehung . . . 96
5.2.2 Modellierung einer Rippledetektion . . . 101
5.2.3 Scheitelpunktdetektion . . . 112
5.3 Modellierung des FH-Systems . . . 114
5.3.1 Mechanisches Ersatzsystem . . . 114
5.3.2 Kinematische Beziehungen . . . 115
5.3.3 Dynamik der Hebermechanik . . . 116
5.3.4 Dichtungsreibung . . . 119
5.3.5 Kontaktmodelle . . . 122
5.3.6 Kinematik des Gesamtsystems . . . 125
5.3.7 Newton-Euler Verfahren . . . 126
5.4 Lernfähiger Beobachter . . . 128
5.4.1 UKF-Beobachter mit intelligenter Reibungsidentifikation . . . 128
5.4.2 Reibungsidentifikation . . . 130
5.4.3 Plausibilisierungen zur Unscented Transformation . . . 133
5.4.4 Konvergenzverhalten . . . 134
5.4.5 Rotorwinkelsynchronisation . . . 135
5.5 Kraftbasierter Einklemmschutz . . . 137
5.5.1 Einklemmkraftsensitivitäten . . . 137
5.5.2 Einklemmschutzgradienten . . . 138
5.5.3 Wiederholgenauigkeiten . . . 146
5.5.4 Beobachterfehlerbasierter Einklemmschutz . . . 147
5.6 Berührungsloser Einklemmschutz . . . 152
5.6.1 Elektrostatischer Einklemmschutz . . . 152
5.6.2 Optische Einklemmschutzabsicherung . . . 166

6 Validierung 169
6.1 Parameteridentifikation . . . 169
6.1.1 Lineare Motorparameteridentifikation . . . 169
6.1.2 Nichtlineare Motorparameteridentifikation . . . 174
6.1.3 Motortemperaturmodellidentifikation . . . 177
6.1.4 Systemsteifigkeiten . . . 181
6.2 Validierung zur sensorlosen Positionierung . . . 185
6.2.1 Testumgebung . . . 185
6.2.2 Positionsbestimmung . . . 185
6.2.3 Ergebnisdiskussion . . . 192
6.3 Validierung des UKFM-NN Konzepts . . . 193
6.3.1 Simulation unter Idealbedingungen . . . 194
6.3.2 Prüfstandsversuch . . . 198
6.3.3 Diskussion . . . 200

6.4 Beobachterfehlerbasierter Einklemmschutz . . . 202
6.4.1 Testumgebung . . . 202
6.4.2 Testablauf . . . 203
6.4.3 Auswertung zur Güte der beobachteten Referenzwerte . . . 203
6.4.4 Auswertung zur Einklemmschutzsensitivität . . . 207
6.4.5 Einfluss des Prozessrauschens . . . 211
6.4.6 Zusammenfassung . . . 212
6.4.7 Diskussion der Ergebnisse . . . 213
6.5 Elektrostatischer Einklemmschutz . . . 214
6.5.1 Testumgebungen . . . 214
6.5.2 Prüfstandsmessung . . . 217
6.5.3 Fahrzeugversuch . . . 219
6.5.4 Bewertung der Konzepttauglichkeit . . . 222
6.6 Optische Einklemmschutzabsicherung . . . 223
6.6.1 Trainingsergebnisse . . . 223
6.6.2 Funktionsvalidierung . . . 225
6.6.3 Robustheitsbewertung . . . 228
6.6.4 Diskussion der Ergebnisse . . . 230

7 Zusammenfassung **233**

8 Anhang **237**
8.1 Anhang A: Ergebnisse . . . 237
8.1.1 Verifikationsergebnisse . . . 237
8.1.2 Validierungsergebnisse . . . 239
8.2 Anhang B: Modellergänzungen . . . 250
8.2.1 PMDC-Motormodellierung und SLP . . . 250
8.2.2 FH-Modellierung . . . 251
8.2.3 FH-Regelung . . . 257
8.2.4 Kapazitiver Einklemmschutz . . . 264
8.2.5 Optischer Einklemmschutz . . . 269
8.3 Anhang C: Zeichnungen . . . 272
8.3.1 Stand der Technik . . . 272
8.3.2 Herleitung der Aufgabenstellung . . . 273

Abbildungsverzeichnis **277**

Tabellenverzeichnis **285**

Literaturverzeichnis **286**

Lebenslauf **295**

Studentische Arbeiten **296**

Kapitel 1

Einführung

Die Automobilindustrie befindet sich in einem stetigen Wandel, der sich in den letzten Jahren weiter beschleunigt hat. Zu den großen Themen des aktuellen Wandels zählt die Verdrängung von Verbrennermotoren durch die Elektromobilität, der Einzug des vollautonomen Fahrens sowie die Neuausrichtung auf digitale Dienstleistungen und Big Data. Für die etablierten Hersteller bedeutet dies eine Neuorientierung auf Themen abseits des Kerngeschäfts, in denen neues Know-how zu generieren ist. Zu den Themengebieten des Wandels zählen insbesondere Bereiche der Elektromobilität aus Batterie- und E-Motorentwicklung sowie eine eigenständige Softwareentwicklung. Letztere umfasst sowohl die Bereiche erlebbarer Kundenfunktionen, Nutzeroberflächen und Mobile-Apps als auch fundamentale Steuergerätesoftware bis hin zu selbstentwickelten Betriebssystemen. Zeitgleich drohen etablierte Themen der Verbrenner- und Getriebeentwicklung wegzubrechen, die jahrelang als Schutz gegenüber Neueinsteigern dienten. Diese Chancenneuverteilung hat dazu geführt, dass neue Mitspieler entstanden sind, die sich inzwischen mit hohen Stückzahlen auf dem weltweiten Markt behaupten können. Diese neuen Marktteilnehmer weisen oft eine hohe Innovationskraft auf und können von frischen Firmenstrukturen und unkonventionellen Lieferketten profitieren, [1], [2],[3]. Als Konsequenz des gestiegenen Preisdrucks können Rückwirkungen auf die technische Auslegung etablierter Systeme und Komponenten entstehen, um die Wettbewerbsfähigkeit auf dem globalen Markt zu gewährleisten. Diese Rückwirkungen können zu einem Qualitätsverlust beitragen, der erst mit der Systemintegration im Fahrzeug sichtbar wird. Dadurch entstehen mittelfristig Auffälligkeiten, die nicht aus der Dauerlauffestigkeit einzelner Komponenten und Systeme, sondern erst bei den Kunden über großen Stückzahlen hervortreten. Es drohen Rücklaufaktionen und eine Neubewertung des statistischen Risikos. Zu den Einsparmaßnahmen im Bereich der Steuergeräteauslegung ist die Optimierung von Rechenkapazitäten und Sensorkosten zu nennen, welche kontinuierlich auf den Funktionsumfang angepasst werden, [4, S.871], [5]. Dies verursacht Einschränkungen zur funktionalen Erweiterbarkeit, die nur durch Neubeauftragung und Anpassung der Anforderungsspezifikation zu lösen sind. Aufgrund meist gleichbleibender gesetzlicher Anforderungen entstehen im Laufe der Zeit besonders wirtschaftliche Lösungen, die nur geringen Spielraum erlauben. Umso bedeutender ist der Trend zu immer mehr und günstigerer Rechenleistung, die in einer zentralen Fahrzeugarchitektur zur Verfügung gestellt wird. Dieser Trend wird insbesondere von den Anforderungen des teil- und vollautonomen Fahrens geprägt, welche die Weiterentwicklung der Fahrerassistenzsysteme charakterisieren. Als Teil dieser Transformation zeichnet sich der Einsatz von performanten Mikroprozessoren und Grafikbeschleunigern ab, die eine echtzeitfähige Auswertung von fusionierten Kamera-, Lidar-, Radar- und Ultraschallsensordaten ermöglichen, [6, S.121ff]. Zur Bewältigung der anfallenden Datenmengen wurde bereits das CAN-Protokoll zum Großteil durch Ethernet-Kommunikation abgelöst, um die nötige Bandbreite neuer vernetzter Funktionen und Sensorlasten zwischen den Steuergeräten zu bewältigen, [4, S.933], [7, S.115ff]. Diese neuen zentralisierten Architekturen sowie der nahezu latenzfreie Austausch von Sensordaten bieten die Chance, ausgelagerte Funktionen zu zentralisieren oder durch aufwendigere Berechnungen zu unterstützen.
Zu diesen ausgelagerten Funktionen zählt auch der Einklemmschutz (EKS), der auf lokalen, echt-

zeitfähigen Steuergeräten (ECU) ausgeführt wird, um eine hohe Reaktionsfähigkeit zu gewährleisten. Im Vergleich zu früheren Systemen haben sich die Bedienmöglichkeiten heutiger Fahrzeugsysteme aufgrund einer kontinuierlichen Mobilfunknetzanbindung mit Cloud-Zugriff erweitert. Dadurch wird eine Ansteuerung per Mobile-App ermöglicht, welche unüberwachte, ferngesteuerte Schließvorgänge ermöglicht. Für diesen Anwendungsfall bestehen in den USA besondere gesetzliche Anforderungen, die in der FMVSS-118 festgehalten sind und dem Schutz von Kindern dienen,[8]. Es werden erhöhte Sensitivitäten gefordert, die mit bisherigen, indirekten EKS-Systemen nicht zuverlässig eingehalten werden können. Einen weiteren Anwendungsfall des unüberwachten Schließens wird im vollautonomen Fahren gesehen. Bei diesem Anwendungsfall sind intelligente, selbstständige Reaktionen des Fahrzeugs auf unerwünschte Situationen gefordert, welche bspw. während eines autonomen Taxibetriebs des Fahrzeugs von Bedeutung sind, [9].
Aus der Menge der einklemmschutzrelevanten Systeme im PKW-Bereich kommt dem Fensterhebersystem (FH-System) aufgrund der Zugänglichkeit seiner Funktion und der Verstellbarkeit während der Fahrt eine besondere Bedeutung zu. Zur Gewährleistung des Scheibenschließens, der Dichtigkeit sowie aufgrund hoher Scheibenmassen können hohe Stellkräfte erzeugt werden, die über die Scheibenkante einen hohen Druck auf das Einklemmobjekt ausüben. Jedoch können auch bei anderen einklemmschutzrelevanten Systemen wie der automatischen Rückwandtür, der Heckklappe und dem Schiebedach potenziell schwere Körperverletzungen entstehen. Zur Detektion des Einklemmfalls werden in der Praxis ausschließlich indirekte EKS-Systeme eingesetzt, die den anomalen Kraftanstieg durch Auswertung der Aktuatorlastverläufe identifizieren, [10, S.1430ff]. Die Herausforderung besteht in der Identifikation der Lastreferenzprofile, welche als Erwartungswert dienen und deren Varianz von den Wiederholgenauigkeiten des Systems abhängig ist. Dabei handelt es sich um Systeme, die aus einer Vielzahl von Einzelkomponenten bestehen und eine Vorspannung aufweisen, um die Dichtigkeit zu gewährleisten. Dies führt zu einer Abhängigkeit gegenüber Fertigungs- und Montagetoleranzen, welche in Summe zu einer Spreizung der Lastprofile führen. Darüber hinaus wirken sich Verschmutzung, Temperatur- und Alterungseinflüsse aus, wodurch eine hohe Zeitvarianz der Lastprofile entsteht, [11, S.483ff]. Das Zusammenspiel dieser Faktoren zeigt, dass eine Vorparametrisierung durch einen konstanten Parametersatz nicht ausreichend ist, um die Varianz zwischen zwei Fahrzeugen der gleichen Baureihe abzudecken. Dies offenbart die Anforderung an intelligente Identifikationsverfahren und schiebt den Fokus auf die Phase der Systemintegration, die produktionsnah seitens der Automobilhersteller (OEM) durchgeführt wird. In der heutigen Serienproduktion können die Anforderungen an die FMVSS-118 durch einen indirekten EKS nicht ausreichend eingehalten werden. Eine Erhöhung der Sensitivität kann durch Herabsetzen der Auslöseschwellen (Threshold) erzielt werden. Allerdings steigert dies die Wahrscheinlichkeit von Fehldetektionen, wodurch ein unerwünschter Reversiervorgang des Schließmechanismus eingeleitet wird. Dieser Vorgang wird auch als Fehlreversieren bezeichnet. Dies kann dazu führen, dass der Mechanismus nicht vollständig schließt, den Komfort beeinträchtigt oder einen Rückruf der betroffenen Baureihe erfordert. Um dennoch eine Freigabe und Zertifizierung dieser Systeme zu erhalten, werden entweder funktionale Einschränkungen oder rechtskräftige Haftungsausschlüsse in der Gebrauchsanweisung der Fahrzeuge definiert, [12]. Eine Alternative bietet eine direkte Detektion der Einklemmobjekte, die bislang keine Anwendung findet und den Einsatz neuer Sensorkonzepte erfordert, welche aus Synergien mit zukünftigen Standards resultieren könnten.

1.1 Problemstellung und Motivation

Die Einklemmschutzabsicherung stellt aufgrund des potentiellen Verletzungsrisikos von automatisierten Schließsystemen einen wichtigen Bestandteil der Systemauslegung dar. An den Einklemmschutz existieren länderspezifische gesetzliche Anforderungen, deren Einhaltung durch Zertifizierungsvorgänge vor einem Marktstart sicherzustellen sind. Im Fall einer Nichteinhaltung sind betroffene funktionale Anteile wie das Remoteschließen von dem Betrieb auszuschließen. Für einige weit verbreitete Systeme wie die automatische Rückwandtür wirken hohe Hebelkräfte im Scharnierbereich. Diese führen zu einem schnellen Kraftaufbau, der durch den heutigen Einklemmschutz nicht rechtzeitig detektiert werden kann. Für diese Systeme oder Einklemmbereiche kommen Haftungs-

ausschlüsse durch entsprechende Kennzeichnung zum Einsatz. Allerdings kann eine Nichtbeachtung zu Unfällen führen, die sich dennoch auf den Ruf der Hersteller auswirken. Trotz einer langen Historie der Einklemmschutzabsicherung treten auch heute noch Probleme im täglichen Betrieb auf, die sich in sporadischen Fehlauslösungen mit unerwünschtem Fehlreversieren, baureihenabhängigen Rücklaufaktionen oder Personenschäden äußern. Daher werden neue Einklemmschutzlösungen gesucht, welche vom derzeitigen Wandel der Automobilindustrie profitieren. Derzeitige EKS-Systeme bilden einen wirtschaftlichen Kompromiss in der Anwendung einzelner, lokaler, kostenoptimierter Steuergeräte, die auf funktionale Mindestanforderungen zugeschnitten sind. Hierbei besteht das Potenzial, anhand von zukünftiger zentraler Rechenleistung aufwendigere Modelle einzusetzen, die eine erhöhte situationsabhängige Adaptivität und Intelligenz aufweisen.
Bisherige Lösungen setzen im Automobilbereich auf die indirekte Detektion des Einklemmfalls durch die Detektion von anomalen Krafterhöhungen an den Aktuatoren. Aufgrund von Bauteiltoleranzen, Witterung und äußeren Störeinflüssen sind die Lastprofile in Abhängigkeit der geforderten Sensitivitäten als zeitlich veränderlich zu betrachten. Mit den neuen Möglichkeiten hinsichtlich zukünftig vorhandener Rechenkapazitäten wird eine Verbesserung von indirekten EKS-Systemen und der Lastprofilidentifikation angestrebt. Einen limitierenden Faktor von indirekten EKS-Regelungen bilden die Trägheiten des Systems. Diese wirken sich auf die Systemzeitkonstante aus, welche die Verzögerungs- oder Reaktionszeit zwischen Detektionszeitpunkt und kraftabbauender Lastumkehr definiert. Da die Steifigkeiten, Massen und Vorspannungen des Systems weiteren funktionalen Anforderungen wie Dichtigkeit, Dauerlauffestigkeit und Personenschutz unterliegen, sollen mechanische Modifikationen des Grundsystems als Randbedingung ausgeschlossen werden.
Die Betrachtung soll zusätzlich auf einen direkten Einklemmschutz erweitert werden, der eine Brücke zu zukünftigen Fahrzeugarchitekturen bildet und Synergien durch den Einsatz eines alternativen Sensorkonzepts herstellt. Mit einer direkten Detektion kann eine einklemmkraftfreie Detektion der Einklemmobjekte durch eine zusätzliche Sensormessgröße erfolgen.
Als Anwendungsfall soll das FH-System betrachtet werden, da sich das System durch seine Zugänglichkeit, Bedienhäufigkeit und Risikorelevanz von anderen Systemen abhebt. Zudem verfügt das System über ein veränderliches Lastprofil, welches über nahezu dem gesamten Arbeitsbereich eine Einklemmschutzrelevanz und eine Vielzahl von Parameterabhängigkeiten aufweist.

1.2 Aufbau der Arbeit

Die Arbeit besteht aus insgesamt acht Kapiteln, die sich in drei Hauptabschnitte gliedern. Den ersten Hauptabschnitt bilden einführende Kapitel zur Problemstellung und Motivation sowie zum Stand der Technik. Mit dem ersten Kapitel wird zum Thema des automobilen Einklemmschutzes hingeführt, 1. Das zweite Kapitel enthält eine Übersicht zum Stand der Technik und zeigt das technische Umfeld auf, welches für die Bearbeitung der Problemstellung von Bedeutung ist, 2. Im dritten Kapitel werden theoretische Grundlagen behandelt, welche Kontext zu Teillösungen geben, die in der Modellbildung angewandt werden, 3.
Mit dem vierten Kapitel wird die Herleitung der Aufgabenstellung durchgeführt, welche die Problemstellung aufgreift und ein Vorgehen für den weiteren Verlauf der Modellbildung definiert, 4. Anschließend werden die in Kapitel vier aufgestellten Modellansätze in der Modellbildung umgesetzt, welche das fünfte Kapitel darstellt, 5. Kapitel vier und fünf bilden zusammen den zweiten Hauptabschnitt.
Der letzte Hauptabschnitt beschreibt die Validierung der aufgestellten Modelle und die Diskussion der Ergebnisse. Mit dem sechsten Kapitel werden die Modelle mit realen Messdaten, sowohl an Prüfständen, als auch am Fahrzeug validiert, 6. Zudem werden die Ergebnisse mit vergleichbaren Ansätzen verglichen und diskutiert, um eine Einordnung zu gewährleisten. Abschließend erfolgt eine Zusammenfassung in Kapitel 7. Im Anhang, der das achte Kapitel darstellt, sind ergänzende Modellierungsschritte und Validierungsergebnisse aufgeführt, 8.

Kapitel 2

Stand der Technik

2.1 Einklemmschutz im Automobilbereich

2.1.1 Bedeutung des Einklemmschutzes

Automatisierte Verstellsysteme bieten zusätzlichen Komfort und bergen ein Verletzungsrisiko. Die ersten automatischen Fenster- und Verdecksysteme wurden in den 1950er Jahren entwickelt und verwendeten hydraulische Antriebe, [13]. Mit der Verbreitung des Automobils und steigenden Fahrzeugnutzern stieg auch die statistische Unfallhäufigkeit, sodass der Einsatz von Einklemmschutzsystemen gesetzlich vorgeschrieben wurde. Inzwischen wurde eine Vielzahl von Verstellsystemen automatisiert, die aufgrund ihres hohen Wirkungsgrades und ihrer sehr guten Regelbarkeit vorrangig elektrische Antriebe verwenden. Dazu zählen Sitz-, Heck- und Verdecksysteme sowie automatische Türen und Klappensysteme. Diese Systeme bewegen teils hohe Massen und arbeiten gegen witterungsbeständiges Dichtungsmaterial, um ein vollständiges Schließen und Abdichten zu ermöglichen, [4, S.220]. Dies führt zu hohen Verstellkräften, welche eine ausreichende Dimensionierung der Antriebe erfordern. Entsprechend hoch ist das Sicherheitsrisiko, das von einem Einklemmen ausgeht. Mit dem Einsatz von elektrischen Antrieben wurden in den 1980er Jahren die ersten Einklemmschutzsysteme entwickelt, die die Fahrzeuge sicherer machten. Nach europäischer Verordnung ist ein Einklemmschutz für „fremdbetätigte Fenster, Schiebe-/Hubdächer oder Trennwände/-scheiben“ mit automatischen Hochlauf jedoch erst seit 2003 fest vorgeschrieben. Auch heute stehen Einklemmschutzsysteme vor neuen Herausforderungen, welche von einer kontinuierlichen Weiterentwicklung des Gesamtsystems, neuen Bedienmöglichkeiten und höheren Einklemmschutzanforderungen geprägt sind, [9]. Nachfolgend werden einklemmschutzrelevante Systeme von PKW-Fahrzeugen, die weltweiten gesetzlichen Anforderungen sowie direkte und indirekte Einklemmschutzlösungen betrachtet.

Einklemmschutzrelevante Systeme

Die größten Verstellkräfte wirken an Fenster-, Tür-, Verdeck- und Klappensystemen, die das Fahrzeug nach außen abdichten. Zudem ist ein Eindringen von Objekten in den Einklemmbereich von innerhalb und außerhalb der Fahrzeugsystemgrenze möglich. In Abb. 2.1 ist eine Übersicht der wichtigsten Einklemmschutzbereichen heutiger PKW-Fahrzeuge dargestellt.

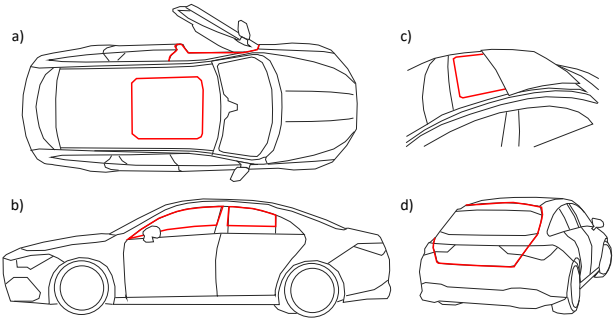


Abbildung 2.1: Einklemmschutzrelevante Bereiche am Fahrzeug, a) Türbereich und Schiebedach, b) Fensterheber, c) Schiebedach, d) Rückwandtür

Zu den automatisierten Systemen zählen die automatische Rückwandtür (RWT) und Heckklappe (HK), das Schiebedach (SD), die Komforttür (KT), der Fensterheber (FH) sowie die automatische Sitzverstellung (SV). Bei Cabriolets ist außerdem das automatische Cabrioverdeck zu berücksichtigen. Darüber hinaus existieren im Innenraum weitere verstellbare Systeme, die eine Einklemmschutzrelevanz aufweisen und in einer potenziell vollautomatisierten Modellvariante vorliegen. Als Nächstes werden typische Einklemmszenarien in Anlehnung an [14][1]betrachtet.

Einklemmfalldarstellung an Tür- und Klappensystemen
Beim Schließen von Türen können sämtliche Gliedmaßen des Körpers zwischen Tür und Karosserie eingeklemmt werden. Beim Betreten und Verlassen kann das Einklemmen sowohl von innen nach außen, als auch von außen nach innen stattfinden. Für das Öffnen der Tür ist eine Kollision der Türaußenseite mit externen Objekten möglich, durch die ein Einklemmfall entstehen kann, der bei der automatischen Komforttür zu berücksichtigen ist. Beim Schließen der Tür ist die Komprimierung des Luftvolumens zu beachten, das einen Gegendruck und Lastanstieg bewirken kann. An heutigen Fahrzeugen werden Entlüftungsventile im Innenraum eingesetzt, die den Lastanstieg reduzieren. Zur Sensorplatzierung eines direkten EKS eignen sich umlaufende Dichtungsprofile sowie Bauräume am Karosserierahmen und der Tür. Allerdings kann sich Feuchtigkeit durch Herablaufen von Flüssigkeit ansammeln, die die Funktion der Sensoren beeinträchtigt. Typische Einklemmpositionen liegen im Scharnierbereich, bei denen die höchsten Kräfte entstehen, sowie im umlaufenden Rahmenprofil, vgl. Abb. 2.2.

[1]persönliche Kommunikation

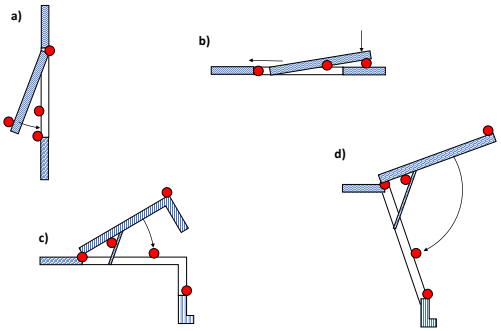


Abbildung 2.2: Prinzipdarstellung typischer Einklemmszenarien mit Einklemmpositionen (rot) an Tür a), Schiebetür b), Heckklappe c) und Rückwandtür d) in Anlehnung an [14][2]

Bei Schiebetüren können besonders hohe Einklemmkräfte im Ankerpunkt der Schiebetür entstehen, die durch hohe Trägheitskräfte verursacht werden. Darüber hinaus besitzen Schiebetüren ähnliche Eigenschaften wie normale Türen.
Das Einklemmen an Heckklappen findet in der Regel von außen nach innen statt. Dabei kann der Einklemmfall sowohl an der umlaufenden Öffnungskante als auch durch Scherbewegung am Dämpfer und Antrieb sowie im Scharnierbereich entstehen. Zudem können äußere Kollisionen und Einklemmfälle mit externen Objekten resultieren. Daher sind automatische Heckklappen mit indirekten EKS-Systemen ausgestattet. Für direkte EKS-Systeme könnte eine Sensorplatzierung im Karosserieteil als auch in der Heckklappe erfolgen. Allerdings ist eine Verdeckung durch Ladegüter zu vermeiden.
Bei Rückwandtüren ist ein Einklemmen von innen nach außen durch Fahrgäste auf der hinteren Rückbank wahrscheinlicher.

Fenster- und Schiebedachsysteme
Das automatische Schließen von Fensterscheiben kann ein Einklemmen verursachen, bei dem insbesondere Kopf- und Halsbereich einem höheren Risiko ausgesetzt sind als bei anderen Systemen. Die größten Einklemmkräfte treten durch Scherbewegung an der schrägen Seite der Fensterkante auf, die zusätzliche Scherkräfte in Richtung der Fahrzeugachse hervorruft, wodurch eine kraftbasierte Detektion erschwert wird, vgl. Abb. 2.3. Das Einklemmen kann sowohl von innen nach außen als auch von außen nach innen stattfinden.

Ein indirekter EKS wird durch Fahrbahnunebenheiten und den Fahrtwind beeinträchtigt, der den Seitendruck auf die Scheibe erhöht und dadurch das Lastprofil verändert. Zu den Störeinflüssen zählen Feuchtigkeit, Verschmutzungen wie Staub und Sand sowie Witterungseinflüsse, die auf das Gummimaterial wirken, die zum Verhärten der Dichtungen führen. Betriebsbedingt können hohe Außentemperaturunterschiede im Sommer und Winter vorherrschen, die zu einem Vereisen und Versteifung des Dichtungslaufs oder zu einer Abschwächung und Reduktion des Lastprofils beitragen. Neben Fenstern mit Rahmenprofil, welches die vollständige Führung der Fensterscheibe in der Tür gewährleistet, existieren auch rahmenlose Türen. Bei diesen wird die obere Dachrahmendichtung und seitliche Führung teilweise über die Karosserie realisiert. Die Karosserie weist ein dafür vorgesehenes Dichtungsprofil auf, das eine Vorspannung der Fensterscheibe durch einen entsprechenden Gegendruck der Fensterkante bei geschlossenen Türen gewährleistet. Dadurch sind rahmenlose Türen verstärkt von den Bauteiltoleranzen des Rohbaus abhängig.

[2]persönliche Kommunikation

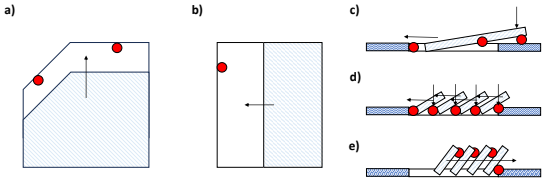


Abbildung 2.3: Prinzipdarstellung möglicher Einklemmszenarien an a) Fenster, b) Schiebedach (innenlaufend), c) Schiebedach (außenlaufend) und d)/e) Lamellendach in Anlehnung an [14][3]

Bei Schiebedächern ist ein beidseitiges Einklemmen möglich. Den einfachsten Fall bildet ein innenlaufendes Schiebedach, das eine Einklemmposition am Ende des horizontalen Schiebelaufs aufweist. Dagegen kann bei außenlaufenden Schiebedächern zusätzlich ein Einklemmen an den Seiten in Hubrichtung des Schiebedachs entstehen. Da das Scheibenlaufprofil des Außenläufers einer zusammengesetzten Bewegung entspricht, ist die Lastveränderung in der Einklemmschutzlogik zu berücksichtigen. Einen Sonderfall stellt das Lamellendach dar, bei dem ein Einklemmen zwischen den einzelnen Lamellen möglich ist. Allerdings fallen die resultierenden Einklemmkräfte gering aus. Zu den Störfaktoren zählen Fahrbahnunebenheiten und Fahrtwind bei hohen Geschwindigkeiten, der sich deutlich auf das Lastprofil auswirkt. Zudem ist eine Torsion der Fahrzeugkabine möglich, falls das Fahrzeug nicht ebenerdig steht. Diese beeinflusst die Ausrichtung der Scheibenlaufführung, wodurch höhere Verschiebekräfte entstehen können. Des Weiteren kann sich der Torsionseffekt auf direkte EKS-Systeme auswirken, die eine präzise Ausrichtung des Systems erfordern.

Sonstige Systeme
Neben den genannten Systemen existieren noch weitere Systeme, die über einen automatischen Antrieb verfügen und eine Einklemmschutzrelevanz aufweisen. Zu diesen Systemen zählen automatische Verdecksysteme und die Sitzverstellung im Innenraum. Bei Verdecksystemen existieren aufgrund der Anzahl der bewegten Teile und des veränderlichen Arbeitsraums eine Vielzahl von Einklemmmöglichkeiten, die durch einen Einklemmschutz abzusichern sind. Als Störeinflüsse bei Fahrzeugstillstand sind Fahrzeugneigung und Windböen zu nennen. Ebenso kann ein Schließen während der Fahrt erfolgen, bei dem weitere dynamische Einflüsse wie Fahrbahnunebenheiten und Fahrtwind zu berücksichtigen sind. Die Auslegung des Einklemmschutzes wird bei Stoffverdeckung erleichtert, da aufgrund der geringen Massen geringe Einklemmkräfte resultieren. Für den direkten Einklemmschutz wären aufwendige Sensorplatzierungen zu realisieren, um den gesamten Arbeitsbereich zu erfassen.
Für die Sitzverstellung können Einklemmfälle zwischen dem Sitz und den Laufschienen sowie zwischen Sitz und Mittelkonsole resultieren. Allerdings fallen die Einklemmkräfte aufgrund schwacher Antriebsmotoren gering aus.

[3] persönliche Kommunikation

Anforderungen an den Einklemmschutz

Bei den gesetzlichen Sicherheitsanforderungen an Einklemmschutzsysteme im PKW-Bereich treten länderspezifische Regulierungen in Kraft. Für die zuvor genannten Systeme existieren somit individuelle Anforderungen, die für eine internationale Marktplatzierung in dem jeweiligen Land einzuhalten sind. Der Nachweis über die Einhaltung der Anforderungen erfolgt durch einen Zertifizierungsvorgang, der vor dem Marktstart zu erbringen ist. Die Zertifizierung erfolgt durch Kontrollinstanzen, die die Funktionsprüfung im Rahmen der gesetzlichen Anforderungen gewährleisten. Mit dem Genfer Übereinkommen vom März 1958 wurde von der Wirtschaftskommission der Vereinten Nationen Europas die Grundlage für eine Vereinheitlichung der technischen Vorschriften und Prüfverfahren geschaffen. Das Übereinkommen resultierte in der Gründung des ECE-Regelwerks, das auch Typgenehmigungsvorgänge im Automobilbereich abdeckt. Das Regelwerk wird durch alle Vertragsparteien anerkannt und vereinfacht den gegenseitigen Handel. Inzwischen sind weitere Vertragsparteien wie Russland, Japan, Thailand und einige afrikanische Länder dem ECE-Verbund beigetreten, der somit weit über die europäische Union hinausreicht.

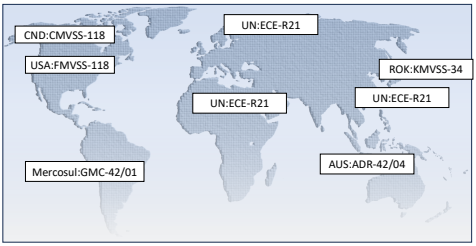


Abbildung 2.4: Weltweite gesetzliche Einklemmschutzvorschriften in Anlehnung an [15],[16][4]

Einzelne Systeme besitzen zum Großteil keine individuellen Vorschriften, sondern werden systemübergreifend durch dieselben Anforderungen abgedeckt. Für den europäischen Markt sowie für den gesamten Bereich der restlichen ECE-Beitrittsländer ist der Einklemmschutz durch die ECE-R21 geregelt. Diese ist explizit für „Fremdkraftbetätigte Fenster, Schiebe-/Hubdächer und Trennwände/-scheiben“ definiert und beschreibt folgende Auslegung der Einklemmschutzvorrichtung:
„Diese Vorrichtung lässt das Fenster/Dach/die Trennwand zurücklaufen, bevor eine Klemmkraft von mehr als 100N innerhalb der Öffnung von 200 mm bis 4 mm über der Oberkante eines elektrisch betriebenen Fensters/Trennwand oder vor der Führungskante eines Schiebedaches und an der Hinterkante eines Kippdaches ausgeübt wird.“, [17].
Für die Zertifizierungsprüfung gilt weiterhin:
„Zur Prüfung von elektrisch betriebenen Fenstern/Dachsystemen/Trennwandsystemen mit Rücklaufvorrichtung gemäß Absatz 5.8.3.1.1. wird ein Messinstrument/Prüfstab durch die Öffnung vom Inneren des Fahrzeugs nach außen gesteckt oder im Falle eines Trennwandsystems vom hinteren Teil des Fahrgastraums, und zwar derart, dass die zylindrische Oberfläche des Stabs mit irgendeinem Teil des Fahrzeugaufbaus in Berührung kommt, das die Begrenzung der Öffnung des Fensters/-Dachs/der Trennwand bildet. Das Verhältnis der Kraftablenkung des Messinstruments ist 10 – 0,5 N/mm. Die Positionen des Teststabs (normalerweise in senkrechter Stellung zur Kante des Fensters/Dachs/Trennwand und senkrecht zur Schließrichtung) sind in Abbildung 1 von Anhang IX dieser Verordnung dargestellt. Die Position des Teststabs in Bezug auf die Kante und die Schließrichtung ist während des Tests beizubehalten.“
Die zu dieser Vorschrift gehörenden Abbildungen und Zertifizierungswerkzeuge sind im Anhang in Abb. 8.41 und Abb. 8.42 dargestellt.

[4]persönliche Kommunikation

Mit der in den USA gültigen FMVSS-118 werden die Systeme der ECE-R21 für den amerikanischen Raum abgedeckt, [18]. Für den chinesischen Markt sind sämtliche zertifizierungsrelevante Systeme an motorgetriebenen Fahrzeugen in der verpflichtenden CCC (China Compulsory Certification) geregelt. Diese stellt eine Zertifizierung dar, die von der CCAP (China Certification for Automotive Products) verwaltet und vom CQC (China Quality Certification Centre) durchgeführt wird. Es existieren eine Vielzahl von Anforderungen, die für den Einklemmschutz an PKW eine untergeordnete Rolle spielen, [19],[20],[21].

In Tab. 2.1 sind die Kenndaten zur ECE-R21 und der FMVSS-118 zusammengefasst:

	Europa	USA
Vorschrift	ECE-R21 Abs.5.8	FMVSS-118 S5
Funktionsbereich	4mm-200mm	4mm-200mm
Testmethodik	Senkrecht zur Kanten	Beliebige Position
Einklemmsteifigkeit	10N/mm	10-65N/mm
Max. Einklemmkraft	100N	100N

Tabelle 2.1: Anforderungen an den Einklemmschutz durch europäische und amerikanische Vorgaben

Die maximal zulässige Einklemmkraft beträgt 100N und ist in einem Öffnungsbereich von 4 bis 200mm einzuhalten. Es wird deutlich, dass die FMVSS-118 mit Steifigkeiten von bis zu 65N/mm etwa sechsmal höhere Anforderungen an die EKS-Reaktionsfähigkeit stellt, als die ECE-R21, welche maximale Steifigkeiten von 10N/mm aufweist. Zur Zertifizierung werden Einklemmstäbe verwendet, die einen typischen Durchmesser von 10mm aufweisen. Die 65N/mm der FMVSS-118 gelten für Einklemmstabdurchmesser von weniger als 25mm und liegen somit im oberen Einklemmbereich. Des Weiteren kann der Einklemmstab in beliebiger Position in den Fensterlauf geführt werden, vgl. Abb. 8.43. Im Gegensatz dazu wird in der ECE-R21 eine senkrechte Einklemmstabposition und ein vollständiges Durchführen des Einklemmstabs vorausgesetzt, vgl. Abb. 8.41.
In Tab. 2.2 ist eine Übersicht der weltweiten Vorschriften zu Prüfsteifigkeiten und Öffnungsbereichen dargestellt.
Die Definition der FMVSS-118 dient dem Schutz von Kinderfingern, die durch die hohe Steifigkeit in Kombination mit dem kleinen Einklemmstabdurchmesser repräsentiert werden. Zwischen 2008 und 2009 gab es einen Änderungsantrag zur Entschärfung der FMVSS-118, der abgelehnt und über das statistische Einklemmschutzversagen von FH-Systemen, anhand der Datensammlungen nach [22] begründet wurde, vgl. [8]. Ergänzende Zeichnungen zur Einklemmstabpositionierung der FMVSS-118 sind im Anhang in Abb. 8.43 abgebildet.

Testbedingung	FMVSS-118 USA	CMVSS-11 Kanada	ECE-R21 UN & Europa	ADR-42/04 Australien	KMVSS-34 Korea	GMC-42/01 Südamerika
10 N/mm (4-200mm)	x	x	x	x	x	x
20 N/mm (25-200mm)	x	x				
65 N/mm (4-25mm)	x	x				

Tabelle 2.2: Testbedingungen zu Einklemmsteifigkeit und Öffnungsbereich der weltweiten gesetzlichen Vorschriften zum FH-System

Aufbau von Einklemmschutzsystemen

Mit der nachfolgenden Definition soll der Aufbau und die Funktionsweise von Einklemmschutzsystemen verallgemeinert werden. Die erste Voraussetzung für eine Einklemmschutzrelevanz ist das Vorhandensein eines mechanischen Systems, das über bewegte Massen verfügt, die von einem oder

mehreren Aktoren angetrieben werden. Die Bewegung der Massen ist dadurch definiert, dass diese einen Einklemmbereich gegen die Systemgrenze bilden, der von außerhalb der Systemgrenze zugänglich ist. Diese Abgrenzung beinhaltet die statische oder dynamische Gegenseite des Einklemmfalls, die als Teil des Systems angesehen wird, über welche sich die zweiseitigen Reaktionskräfte auf das Einklemmobjekt aufbauen. Für ein System bewegter Massen, bei dem die Gegenseite nicht innerhalb der Systemgrenze liegt, wäre von einer Kollision anstelle eines Einklemmfalls auszugehen. Das Einklemmobjekt kann hierbei als unbekannte Einflussgröße der Umgebung zugeordnet werden, vgl. Abb. 2.5. Des Weiteren sind Position und Maße des Einklemmobjekts als beliebig anzusehen.

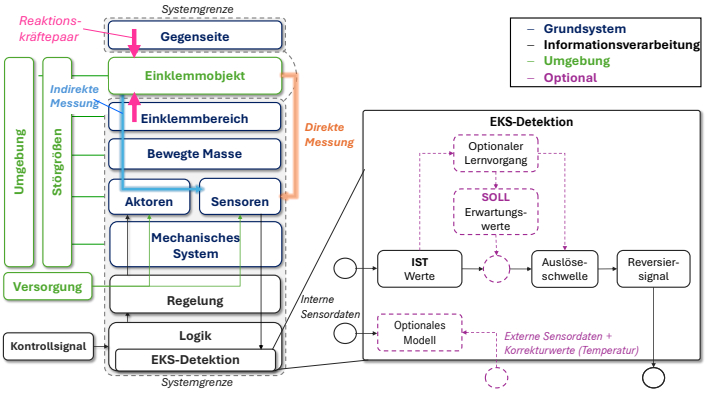


Abbildung 2.5: Aufbau von Einklemmschutzabsicherungen an mechatronischen Systemen mit direkter und indirekter Detektion des Einklemmobjekts; Detektionslogik, EKS-Auslöseschwelle und optionaler Lernvorgang (rechts)

Neben dem Einklemmobjekt können über die Umgebung Störgrößen aufgebracht werden, die eine direkte oder indirekte Bestimmung der Einklemmobjektpräsenz erschweren.
Die direkte Messung entspricht Sensormessprinzipien, wie taktilen Leisten oder optischen Messverfahren, die umwegfreie Rückschlüsse auf das Vorhandensein eines Objekts im Einklemmbereich liefern. Die direkte Messung der Einklemmobjektpräsenz wird auch als berührungsloser Einklemmschutz bezeichnet. Dagegen findet bei der indirekten Messung eine Auswertung von Aktuatorsignalen statt, über die ein Einklemmkraftanstieg in Form von Lastveränderungen bestimmt wird.
Die indirekte Messung erfordert den Lastanstieg, weshalb eine höhere Reaktionsträgheit vorliegt. Im Gegensatz zur direkten Messung ist eine berührungslose Bestimmung von Einklemmobjekten über eine indirekte Messung nicht möglich. Zu den Störgrößen können je nach Messprinzip Verunreinigungen, Verspannungen, Gegenlicht und andere zeitveränderliche Störquellen zählen. Die Definition eines externen Einklemmobjekts erscheint im Rahmen eines personenbezogenen Einklemmschutzes sinnvoll. Grundsätzlich könnte das Einklemmobjekt auch innerhalb der Systemgrenzen liegen, um eine Einklemmschutzrelevanz aufzuweisen.
Die Ansteuerung der Aktuatoren erfolgt über die Stellgrößenausgänge der Regelung, deren Führungsgröße wiederum aus der Trajektorienplanung der Steuerungslogik bestimmt wird. Des Weiteren verarbeitet die Logik sämtliche Kontrollsignale primärer und sekundärer Hilfsalgorithmen und übernimmt die situationsabhängige Entscheidungsfindung in Abhängigkeit vordefinierter Regeln.
Daher wird die EKS-Detektion als sekundärer Algorithmus der Steuerungslogik zugeordnet. Die EKS-Detektion verarbeitet die aktuellen Ist-Signale der Sensordaten unter optionalen Verarbeitungsschritten wie einer diskreten Filterung sowie unter einem optionalen Lernvorgang, der Sollwerte und Auslöseschwellen in Abhängigkeit eines breiteren Eingangparameterraums bereitstellen kann.

Die Detektion erfolgt durch Schwellwertüberschreitung der Istwerte oder durch Überschreitung der Ist-/Sollwertdifferenz. Die Schwellwertüberschreitung bildet somit den Kern der EKS-Detektion, die sich bspw. auch auf Verfahren einer KI-basierten Auswertung, innerhalb des Datenverarbeitungsschritts, übertragen lässt.
Die Detektion stellt abschließend ein logisches Reversiersignal bereit, dessen Trajektorienplanung von der primären Steuerungslogik übernommen wird.

2.1.2 Indirekte EKS-Technologien

Strombasierte Detektion

Die indirekte Einklemmobjekterkennung erfolgt durch die Bestimmung von Lastprofilveränderungen, welche aus Messungen an den Aktuatoren bestimmt werden, vgl. Abb. 2.5. Für den Einsatz an PKW ist von rein elektrischen Antrieben auszugehen. Hydraulische Systeme sind dem LKW- und Nutzfahrzeugbereich zuzuordnen. Somit kann die Betrachtung für PKW auf die Messung des Motorstroms und der Eingangsspannung beschränkt werden, aus denen sich die Aktuatorleistung bilden lässt.
Zur Messung dieser Größen existieren verschiedene Messprinzipien, die eine Abhängigkeit zu den eingesetzten Motoren und Motoransteuerungen aufweisen. Bei den eingesetzten Antrieben handelt es sich um bürstenbehaftete oder bürstenlose Gleichstrommotoren, die über Motortreiberschaltungen typischerweise direkt von der Fahrzeugbatterie in einem Eingangsspannungsbereich von 11-15V versorgt werden, vgl. [23, S.226]. Die einfachste Form der Ansteuerung ist durch den Einsatz von Relais-Halbbrückenschaltungen möglich, die ein binäres An- und Ausschalten des Motors in zwei Drehrichtungen ermöglichen, vgl. [7, S.205ff], [24, S.167ff].

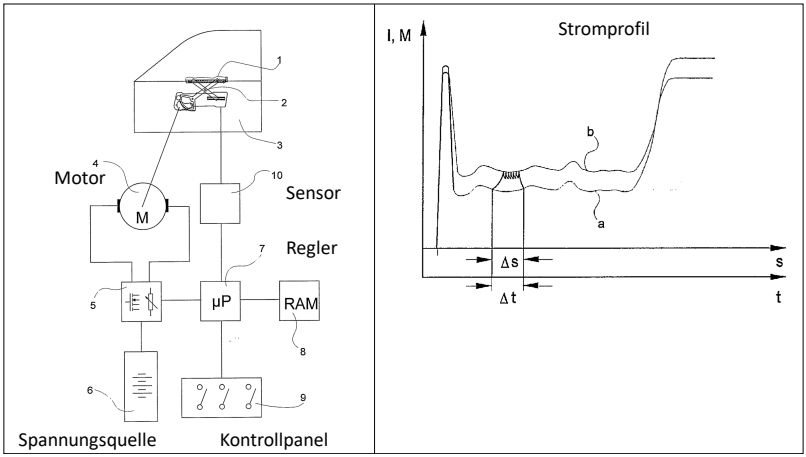


Abbildung 2.6: Einklemmschutz der Firma Brose basierend auf einer Auswertung des Antriebstroms/-moments, [25]

Für bürstenbehaftete Motoren bestehen die Motortreiber am Fahrzeug inzwischen immer häufiger aus MOSFET[5]-Halbbrückenschaltungen, die mit Pulsweitenmodulation (PWM) angesteuert werden, welche eine Anpassung der effektiven Eingangsspannung und somit eine Geschwindigkeitsanpassung ermöglicht, vgl. [26, S.289ff]. Bei bürstenlosen Gleichstrommotoren werden dreiphasige MOSFET-Treiberschaltungen eingesetzt, die die winkelabhängige Eingangsspannung, je Motorphase, für die

[5]Metalloxid-Feldeffekt-Transistoren

Synchronmaschine liefern, vgl. [27, S.129ff]
In Abhängigkeit der anliegenden Last resultiert ein zu messender Strombereich von etwa 0-30 Ampere pro Motorphase. Dieser kann durch einen mit der Motorphase in Reihe befindlichen Shunt-Widerstand und Operationsverstärker für alle Motorphasen individuell gemessen werden. Zur Detektion von Lastveränderungen ist eine ausreichende Auflösung über dem gesamten Strombereich zu gewährleisten. Dies stellt Anforderungen an den Operationsverstärker und die Analog-Digital-Konvertierung, da die Shunt-Widerstände sehr niederohmig gewählt werden, um die Verlustleistung gering zu halten und die Dynamik des Systems nicht zu beeinflussen. In Abb. 2.6 ist der Aufbau eines strombasierten EKS der Firma Brose dargestellt.

Das Patent nach Abb. 2.6 beschreibt die Auswertung der Stromprofile und des daraus abgeleiteten Antriebsmoments, um den Einklemmfall zu detektieren. Zusätzlich wird ein Positionssignal zur Regelung des FH-Systems eingesetzt. Es ist anzumerken, dass eine ausschließliche Verwendung des Stromverlaufs nicht eindeutig aus dem Patent hervorgeht. Weitere Verfahren auf Basis eines strombasierten FH-EKS werden von [28] und [29] beschrieben.

Bewegungsbasierte Detektion

Des Weiteren können Lastprofilerhöhungen durch eine Verlangsamung der Stellbewegung gemessen werden. Zur Detektion dieser Verlangsamung ist die Messung von kinematischen Größen notwendig. Für eine Drehwinkelbestimmung werden an elektrischen Motoren oft Hall-Sensoren oder optische Drehencoder eingesetzt. Im Fall von bürstenbehafteten Motoren hat sich die Auswertung des Motorstromrippleprofils etabliert, die eine sensorlose Winkelbestimmung ermöglicht und auf einer reinen Motorstrommessung basiert. Dies reduziert die erforderlichen Messgrößen einer bewegungsbasierten Detektion auf den Motorstrom.

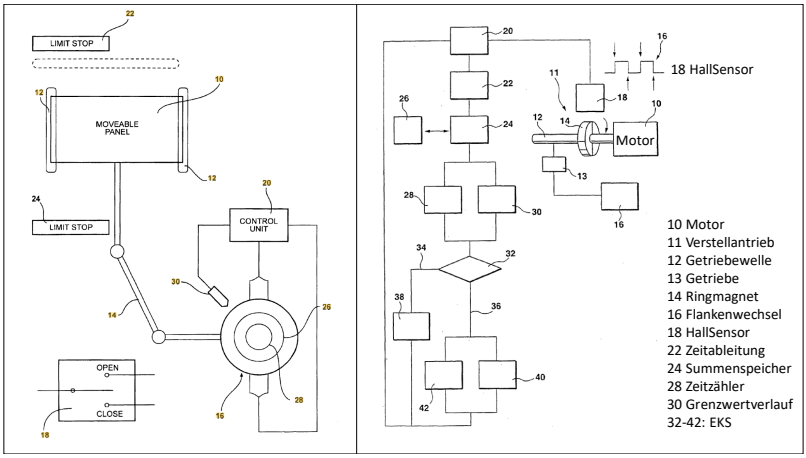


Abbildung 2.7: Patentiertes EKS-Konzept für das FH-System auf Basis einer Drehzahlauswertung mit Hall-Sensoren von [30]

Das Patent von Valeo beschreibt einen geschwindigkeitsbasierten FH-Einklemmschutz, der unter anderem eine Anlaufkompensation, eine Kompensation von Fahrbahnunebenheiten, eine Temperaturkompensation und eine Kompensation von Bordnetzschwankungen aufweist, vgl. Anhang Abb. 8.38. Der Algorithmus weist den Einsatz von Zeitableitungen auf und setzt sich aus vielen weiteren Einzelteilen zusammen, die in [30] detailliert beschrieben sind.

Zu geschwindigkeitsbasierten EKS-Systemen existieren weitere Ansätze, wie der Hall-Sensor-basierte Ansatz von Bosch [31] oder der zusammengesetzte Ansatz von Continental [32], [33]. Ein weiterer zusammengesetzter Ansatz, der eine Einklemmschutzerkennung auf Basis des Strom- und Geschwindigkeitsprofils durchführt, wird in [34] beschrieben.

Kraftbasierte Detektion

Neben einer direkten Auswertung des Strom- oder Geschwindigkeitsprofils existiert noch eine weitere Möglichkeit zur indirekten EKS-Detektion, indem eine Bestimmung des anliegenden Lastmoments oder der anliegenden Verschiebekraft durchgeführt wird. Diese kann entweder aus einem inversen Motormodell oder durch Abstraktion bestimmt werden. In Abb. 2.8 sind zwei patentierte Verfahren dargestellt:

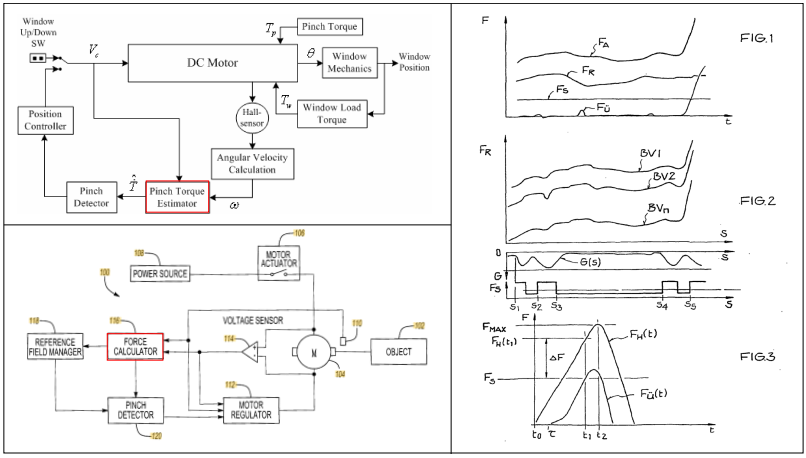


Abbildung 2.8: Kraftbasierte EKS-Algorithmen mit Drehmoment- (Oben), Einklemmkraftschätzung (Unten) und Lastprofilauswertung (Rechts) [35],[36],[32]

Auf der rechten Seite in Abb. 2.8 sind die Reibkraftverläufe und die Antriebskraft des Motors dargestellt, die aus dem Patent [32] von Continental stammen und auf Basis deren Differenz eine kraftbasierte Einklemmkraftschätzung beschrieben wird. Dabei geht das Verfahren davon aus, dass die Kräfte des aktuellen und des vorherigen Schließvorgangs bereits vorliegen. Hierbei referenziert das Verfahren von Continental das Patent [37], das eine Unterteilung in eine Klemmkraft F_K und eine Reibkraft F_R vornimmt, die aus dem Kräftegleichgewicht des Motors zu unterschiedlichen Zeitpunkten berechnet werden. Das Verfahren von Siemens (Abb. 2.8 links) verwendet den gemessenen Motorstrom und die ermittelte Motorgeschwindigkeit, um die Lastkraft zu bestimmen, die in einer Lookup-Referenz zwischengespeichert wird, vgl. [35]. Während das Verfahren nach Lee et al. (Abb. 2.8 unten links) explizit einen Hall-Sensor zur Bestimmung des Lastmoments einsetzt, vgl. [36]. Weiterhin ist in [38] ein ähnlicher Ansatz beschrieben.

Indirekte, kraftbasierte Einklemmschutzsysteme gehören zu den am weitesten verbreiteten EKS, während sich eine klare Abgrenzung zu geschwindigkeitsbasierten Systemen, aufgrund der Verwendung identischer Messsignale, schwierig gestaltet. Strombasierte EKS-Systeme, die eine direkte Auswertung und Zwischenspeicherung des Stromprofils durchführen, werden in der Literatur dagegen seltener erwähnt und zählen heutzutage oftmals zu bereits ausgelaufenen Patenten.

2.1.3 Direkte EKS Technologien

Im Gegensatz zum indirekten EKS erfolgt bei direkten EKS-Technologien eine umwegfreie Messung der Einklemmobjektpräsenz, die nicht mit einer Auswertung von Aktuatorgrößen in Verbindung steht. Diese können weiterhin in taktile und nichttaktile Systeme unterteilt werden.

Taktile Systeme

Taktile Einklemmschutzsysteme messen eine Krafteinwirkung und zählen daher nicht zu den berührungslosen Systemen. Zu den Ausführungsvarianten zählen Einklemmschutzleisten, die infolge einer Verformung des Dichtungsmaterials zum Auslösen gebracht werden. Als Messprinzip werden resistive, kapazitive und optische Verfahren eingesetzt. Ein charakteristisches Merkmal von Einklemmschutzleisten ist die Integration von zwei Sensorelementen in ein Gummiprofil, sodass diese einen geringen Abstand zueinander aufweisen. Bei resistiven Varianten werden zwei Leiterelektroden in das Profil eingearbeitet, die über einen Luftspalt getrennt voneinander sind, vgl. Abb. 2.9:

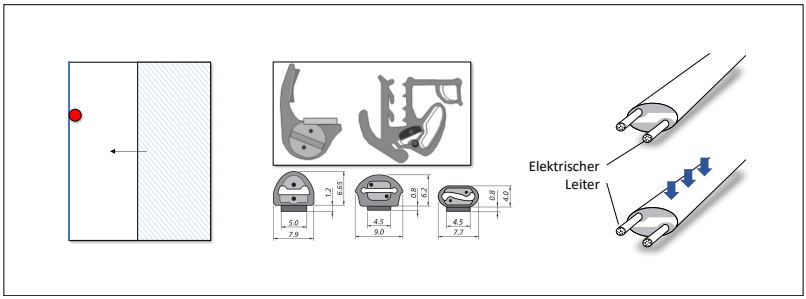


Abbildung 2.9: Aufbau und Querschnitte von taktilen Einklemmschutzleisten (Mitte, Rechts), mögliche Anwendung am Schiebedach (Links), Einklemmobjekt (rot) [39]

Durch Auslenkung des Gummimaterials wird ein Kontakt zwischen den Leiterelektroden hergestellt, der eine Reduktion des ohmschen Widerstands bewirkt. Um die Kontaktfläche und Dauerlauffestigkeit zu erhöhen, sind die Elektroden von leitendem Gummimaterial umgeben. Im kontaktfreien Zustand liegen hochohmige Widerstandswerte von 10-100kΩ an, die bei Kontakt auf Werte kleiner 1$k\Omega$ abfallen. Dieser auf dem Schalterprinzip basierende ohmsche Widerstandsabfall kann durch kostengünstige elektrische Ansteuerungen ausgewertet werden.

Bei kapazitiven Schaltleisten wird die Annäherung von zwei voneinander isolierten, elektrischen Leiterelektroden durch eine Messung ihrer Kapazitätsänderung bestimmt. Dazu wird das System aus zwei Elektroden als Hälften eines offenen Kondensators betrachtet, zwischen denen ein elektrisches Feld anliegt. Es existieren unterschiedliche Ansätze zur Bestimmung der Kapazitätsänderung, die durch die Annäherung der Kondensatorhälften hervorgerufen wird. Häufig wird der offene Kondensator in einem Schwingkreis eingesetzt, dessen Frequenzveränderung detektiert wird, vgl. Abb. 2.11.
Zu den Vorteilen kapazitiver Schaltleisten zählt, dass diese keinen Luftspalt aufweisen. Ein Nachteil ist die Störanfälligkeit gegenüber Erschütterungen und äußeren Einkopplungen, welche durch den Einsatz von Schirmelektroden verbessert werden kann.
Ein weiteres taktiles System verwendet anstelle elektrischer Leiter einen optischen Lichtleiter, der in das Gummiprofil integriert wird. Das Funktionsprinzip basiert auf der Messung der optischen Dämpfung des evaneszenten Feldes, das durch die Totalreflexion an der Leiteroberfläche entsteht und durch eine Verformung des umgebenden Gummimaterials beeinflusst wird, vgl. Abb. 2.10.

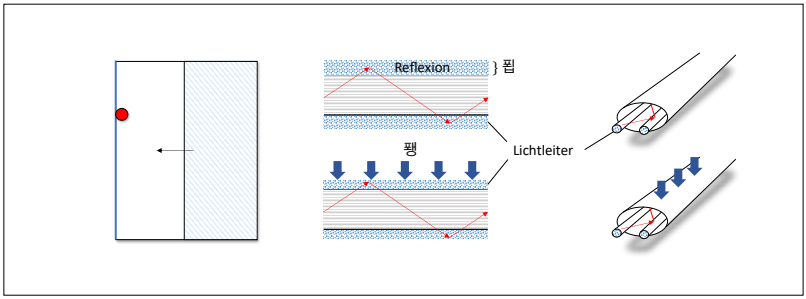


Abbildung 2.10: Optische Einklemmschutzleiste über Messung des evanenszenten Feldes und Bestimmung der optischen Dämpfung bei äußerer Krafteinwirkung in Anlehnung an [40]

Neben den vorgestellten resistiven, kapazitiven und optischen Verfahren existieren weitere Sensormessprinzipien, die zur Bestimmung von Krafteinwirkungen eingesetzt werden können. Zu diesen zählen resistive Dehnmessstreifen und piezoelektrische Drucksensoren, die für den Einklemmschutz eine untergeordnete Rolle spielen. Der größte Nachteil von Einklemmschutzleisten ist die Platzierung im Einklemmbereich, die aus funktionalen Gründen oft nicht die Abdeckung erzielen kann, die für eine Absicherung notwendig ist. Idealerweise werden mehrere Leisten eingesetzt, um Fallunterscheidungen wie das Einklemmen von innen nach außen und von außen nach innen ausreichend abzusichern, wodurch der Kostenaufwand steigt. Zudem ist insbesondere bei resistiven Leisten die Einhaltung von Mindestradien notwendig, um einen ausreichenden Luftspalt zu gewährleisten. Darüber hinaus können Abnutzungserscheinungen oder Störobjekte zu einem permanenten Funktionsverlust führen.

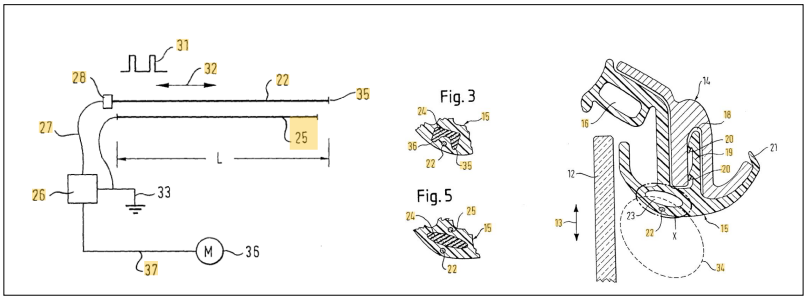


Abbildung 2.11: Konzept einer taktilen, kapazitiven Einklemmschutzleiste nach [41], mit Ansteuerung (Links), Leistenquerschnitt (Mitte), Sensorplatzierung in Dichtungsquerschnitt (Rechts)

Nichttaktile Systeme

Eine direkte, einklemmkraftfreie Detektion von Einklemmobjekten kann durch verschiedene Messprinzipien realisiert werden. Nachfolgend werden in Tab. 2.3 einige Messprinzipien aufgelistet, aus denen eine berührungslose Detektion hergeleitet werden kann.

Zu den in Tab. 2.3 aufgeführten, berührungslosen Sensormessprinzipien existieren eine Reihe von patentierten Einklemmschutzsystemen, die für eine Anwendung im Automobilbereich von Bedeutung

	Elektrisch	**Optisch**			**Akustisch**	**EM/Radar**
	Kapazitiv	Reflektion	Absorbtion	Transmission	Reflektion	Reflektion
Beispiel	Kapazitive Folie	Infrarotab-standssensor	Kamera-sensor	Lichtschranke	Ultraschall-sensor	Radar-sensor
Vorteile	Günstig	Materialunabhängig				
Nachteile	Störanfällig Material-abhängig	Verdeckung Verschmutzung Kosten			Räumliche Auflösung	Kosten

Tabelle 2.3: Sensormessprinzipien, die für einen berührungslosen Einklemmschutz geeignet erscheinen

sind. Nachfolgend werden Einklemmschutzlösungen und Patente aufgelistet, die entweder einen aktiven Einsatz, einen Prototypenstand oder eine Übertragbarkeit auf den Automobilbereich besitzen. Neben der Störanfälligkeit und den Kosten zusätzlicher Sensoren wird die Konzepttauglichkeit wesentlich durch den Arbeitsraum des Verstellsystems, die Erfassungsbereiche sowie den benötigten Bauraum zur Sensorplatzierung beeinflusst. Zur Darstellung der Messprinzipien wird ein rechteckiges, innenlaufendes Schiebedach verwendet, vgl. Abb. 2.3.

Kapazitive Systeme

Bei nichttaktilen kapazitiven Systemen wird ein elektrisches Feld zwischen einer Sensorelektrode und dem Einklemmobjekt aufgebaut. Die Sensorelektrode bildet eine offene Kondensatorhälfte, die in der Nähe des Einklemmbereichs platziert wird und empfindlich gegenüber kapazitiven Einkopplungen ist. Durch die Präsenz des Einklemmobjekts wird eine Veränderung des elektrischen Feldes hervorgerufen, die detektiert werden kann. Zur Detektion kann eine direkte Messung der Eigenkapazität der Sensorelektrode erfolgen. Diese entspricht der Kapazität zwischen der Elektrodenoberfläche mit der gemeinsamen Erde. Die Kapazitätsbestimmung kann bspw. durch die Verschaltung zu einem Schwingkreis erfolgen. Die Eigenkapazitätsänderungen können in einem Bereich von wenigen Pikofarad bis Femtofarad liegen. Zur Erhöhung der Robustheit kann die Sensorelektrode als Teil einer kapazitiven Einklemmschutzleiste realisiert werden, die eine ergänzende nichttaktile Messung durchführt.

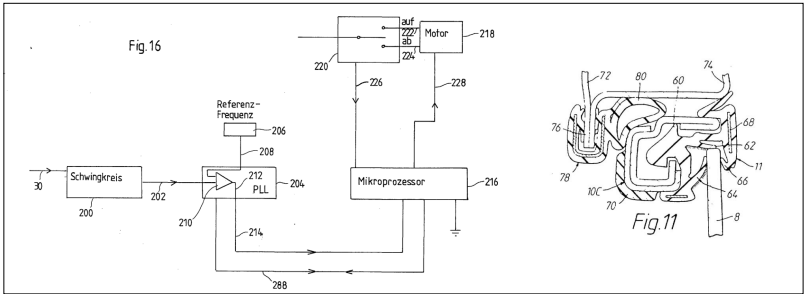


Abbildung 2.12: Kapazitives, nichttaktiles Einklemmschutzsystem auf Basis eines Schwingkreises durch Messung der Frequenzänderung (Links), Elektrodenplatzierung (Rechts) [42],[43]

Eine weitere Möglichkeit besteht in der kapazitiven Übermittlung eines Signals zwischen der Sensorelektrode, dem Einklemmobjekt und einer Empfangsantenne. Als Voraussetzung ist eine kapazitive Kopplung zwischen den drei Komponenten nötig. Allerdings sind für diesen Anwendungsfall hohe Spannungen nötig, um eine ausreichende Signalstärke zu erzielen. Dies kann aus EMV-Sicht kritisch sein.

Bei kapazitiven Systemen bestehen mehrere Nachteile, die zu einer hohen Störanfälligkeit führen. An erster Stelle ist die materialabhängige Detektierbarkeit von Einklemmobjekten zu nennen, die sich auf Leiter und Objekte mit hohen Permittivitäten beschränkt. Aufgrund hoher relativer Permittivitätswerte bilden Wasser und Feuchtigkeit einen Störeinfluss, der insbesondere bei einem gegenüber der Umwelt offenen Aufbau des Messsystems als problematisch erscheint. Bei dem Messprinzip mit Signalübertragung kann eine Robustheitserhöhung gegenüber Feuchtigkeit durch den Einsatz verschiedener und höherer Messfrequenzen erzielt werden. Einen weiteren Schwachpunkt bildet die Vibrationsanfälligkeit kapazitiver Systeme, die zu Fehldetektionen führen kann. Aufgrund der Messung relativer Änderungen sind Langzeiteinwirkungen sowie Einklemmobjekte über einem PowerCycle hinweg nur schwer detektierbar.

Optische Systeme

Lichtschranken zählen zu den transmittiven, optischen Verfahren, die eine Sende- und eine Empfangselektrode einsetzen, die räumlich getrennt voneinander sind und eine direkte Sichtverbindung besitzen. Bei Verdeckung der Sichtverbindung durch ein Einklemmobjekt wird der Sendestrahl unterbrochen und der Einklemmfall detektiert. Das Funktionsprinzip kann auf einen zweidimensionalen Detektionsbereich erweitert werden, wodurch ein Lichtvorhang entsteht. Durch das Eindringen eines Einklemmobjekts entsteht eine Abschwächung der Lichtintensität, die gemessen werden kann, vgl. Abb. 2.13.

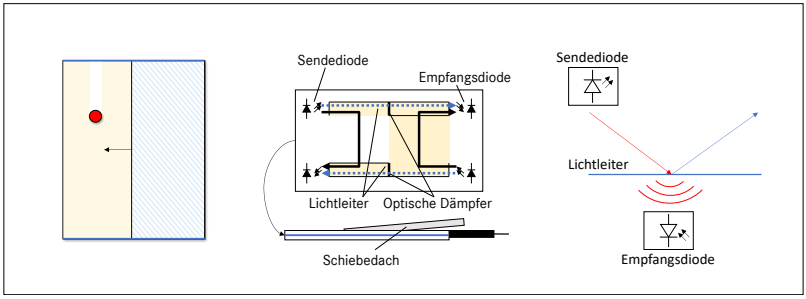


Abbildung 2.13: Optischer Lichtvorhang mit Funktionsdemonstration am Schiebedach [44][6]

Zu den Nachteilen des Systems zählt die Empfindlichkeit gegenüber Verschmutzung sowie sehr hohe Anforderungen an Bauteiltoleranzen und Montage, da eine hohe Oberflächengüte zur Ausrichtung der Lichtleiter erforderlich ist. Des Weiteren besteht eine Störanfälligkeit zu spiegelnden und reflektierenden Objekten, die sich in der Nähe des Einklemmbereichs bewegen. Ähnlich zu Einklemmschutzleisten bestehen darüber hinaus Einschränkungen bei der Platzierung sowie der maximalen Krümmung des Einklemmschutzbereichs.

Anstelle eines transmittiven Verfahrens kann auch ein reflektives Verfahren eingesetzt werden. Bei diesen Systemen wird das Licht der Sendeeinheit vom Einklemmobjekt reflektiert und es können Abstand, Position oder Oberflächenbeschaffenheit des Objekts bestimmt werden. Dazu wird moduliertes Licht eingesetzt, dessen Intensität, Laufzeit, Frequenz oder Phasenverschiebung beim Eintreffen in das Empfängermodul gemessen wird. Die Ausführungsvarianten bewegen sich von einfachen IR-LEDs mit PIR-Dioden als Empfänger über LED-Sende- und Empfangs-Arrays bis hin zu Time-of-Flight (ToF) Sensoren, der Projektion von Gitterstrukturen mit Auswertung durch CMOS-Sensoren sowie LIDAR-Sensoren mit mikromechanischen Spiegeln, vgl. [45, S.747ff].
Zu den Nachteilen zählt der Arbeitsbereich einzelner Abstandssensoren, die nur einen sehr begrenzten Winkel- und Abstandsbereich abdecken. Deshalb müssten mehrere Sensoren eingesetzt werden, deren Sensorplatzierung zu optimieren ist, um tote Winkel zu vermeiden. Zudem können Einklemmobjekte

[6]persönliche Kommunikation

mit hohen Lichtabsorptionsraten nur schwer detektiert werden. Die Verschmutzungsanfälligkeit kann durch den Einsatz der Sensoren im Innenraum reduziert werden. Im Automobilbereich finden optische, reflektive EKS-Systeme, aufgrund der Kosten und Störanfälligkeit bislang keine Anwendung.

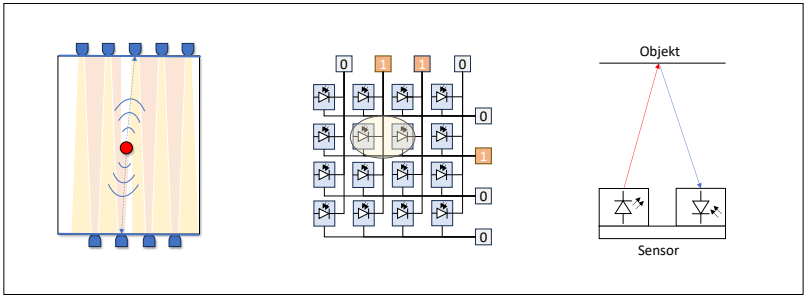


Abbildung 2.14: Optisch reflektive Detektion eines Einklemmobjekts mithilfe von mehreren IR-Abstandssensoren (links), Lichtkegel (rot/gelb), Positionsensitive Anordnung (PSD-Diode) aus einer Matrix von Fotodioden (Mitte) [46], Funktionsprinzip von IR-Abstandssensoren (rechts)

Eine weitere Möglichkeit besteht in einer kamerabasierten Erfassung des Einklemmbereichs durch eine oder mehrere Kamerasensoren, vgl. [47]. Bei diesem Verfahren kann eine Auswertung der erfassten Einzelbilder durch Bildverarbeitungsalgorithmen und/oder neuronale Netze eingesetzt werden. Dies führt zu einem hohen Kostenaufwand, der aus der Bereitstellung der Sensorik und Rechenkapazitäten entsteht. Daher ist eine Auslegung zu empfehlen, die Synergien mit zusätzlichen funktionalen Anteilen, wie einer Rückspiegelkamera, Gestik- oder Situationserkennung schafft. Zu den Anforderungen zählt ein hoher Dynamikbereich der Sensoren, um Helligkeitsunterschiede auszugleichen sowie eine Robustheit gegenüber Gegenlicht zu gewährleisten. Zudem bestehen Anfälligkeiten für Verschmutzung und Verdeckung der Kamerasensoren. Eine Anwendung im Automobilbereich ist dem Autor bislang nicht bekannt.

Akustische Systeme

Bei akustischen Systemen werden Schallwellen eingesetzt, die von einem Sender erzeugt und von einem Empfänger nach Intensität und Laufzeit ausgewertet werden. Ähnlich zu optischen Systemen kann ein reflektierendes oder transmissives Verfahren eingesetzt werden, um Einklemmobjekte im Einklemmbereich zu erfassen, vgl. Abb. 2.15. Zu den Ausführungsvarianten zählen ausschließlich Ultraschallsensoren, die typischerweise eine Frequenz von 40kHz verwenden und somit oberhalb der Wahrnehmungsschwelle von 20kHz liegen. Bei diesen Frequenzen bestehen Abhängigkeiten zu Luftdruck, -temperatur und -feuchtigkeit sowie Empfindlichkeit gegenüber Luftströmungen, die mit höheren Schallfrequenzen reduziert werden können. Zu den größten Nachteilen zählt der kegelförmige Arbeitsbereich, der eine vollständige Abdeckung des Einklemmbereichs erschwert. Bei der Firma Mayser, die weitere Patente auf diesem Gebiet besitzt, wurde bereits Anfang der 2000er eine Prototypenimplementierung am Schiebedach durchgeführt [48].

Eine weitere Demonstration zu ultraschallbasierten EKS wurde von John et al. in [49] für das FH-System durchgeführt, welches von einer Prinziptauglichkeit ausgeht. Von Nitsche et al. wird in [50] eine Funktionsdemonstration für eine ultraschallbasierte Absicherung der Rückwandtür vorgestellt, die zusätzlich kapazitive Sensoren einsetzt. Allerdings konnte sich die Technologie aufgrund der Kosten, der Detektionsgenauigkeit und Störanfälligkeit, die durch die bewegten Teile beeinflusst wird, bislang nicht durchsetzen.

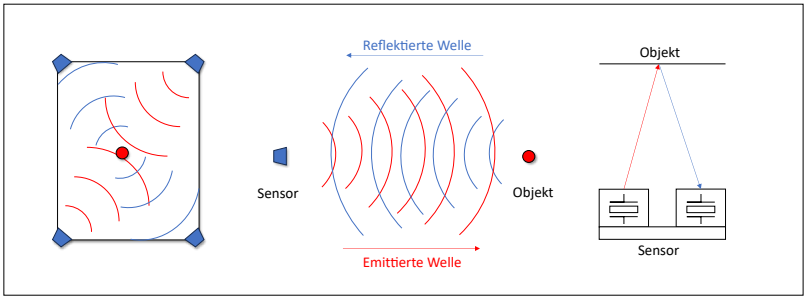


Abbildung 2.15: Einsatz von Ultraschallsensoren zur Einklemmobjektdetektion am Schiebedach

Elektromagnetische Systeme

Radarsensoren verwenden Frequenzen von 24Ghz bis 77Ghz und werden bereits seit einigen Jahren zur Abstandsmessung und Detektion von Fahrzeugen im Außenbereich eingesetzt. Dazu wird ein Radarimpuls von einer Sendeantenne ausgesendet und die Laufzeit des reflektierten Radarechos über eine Empfangsantenne ausgewertet. Aufgrund der eingesetzten Frequenzen sind diese im Vergleich zu optischen oder akustischen Verfahren robuster gegenüber Störeinflüssen wie Regen und Schnee und können auch hinter einer Verkleidung montiert werden.

Inzwischen existieren Radarsensoren zur Gestikerkennung, die eine Frequenz von 60-64Ghz verwenden und für den Einsatz im Fahrzeuginnenraum zugelassen sind [51], [52]. Allerdings besteht bei diesem Frequenzspektrum eine niedrigere räumliche Auflösung von etwa 4mm, die eine Detektion von kleinen Objekten und den Einsatz im Nahbereich erschwert. Wegen der hohen Kosten wären Synergien mit anderen Funktionen zu nutzen, deren technische Umsetzung vor allem durch den begrenzten Erfassungsbereich blockiert wird. Für den Einklemmschutz im Automobilbereich kommt Radarsystemen bislang keine Bedeutung zu.

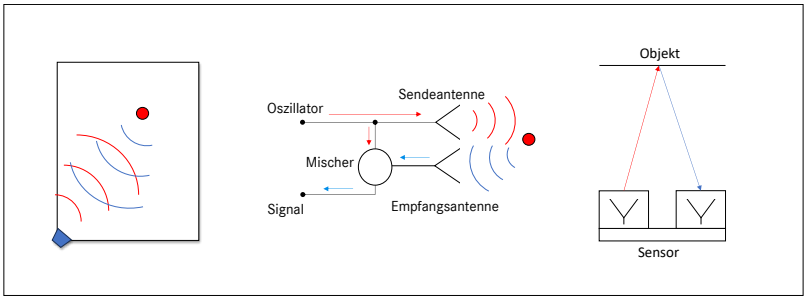


Abbildung 2.16: Einsatz von Radarsensoren zur Überwachung am Schiebedach (Links), Funktionsprinzip (Mitte, Rechts)

2.2 Fensterhebersystem

2.2.1 Struktureller Aufbau

Mechatronische Systeme wie das Fensterhebersystem können nach Abb. 2.17 beschrieben werden, [53]. Derartige Systeme verfügen über Sensoren, welche eine Messung von inneren Systemzuständen sowie äußeren Einflüssen ermöglichen. Die von den Sensoren gewonnenen Informationen werden von einer Informationsverarbeitung (Prozessor) ausgewertet. Über die Auswertung der Sensorinformationen können, mithilfe von Regelungsalgorithmen, gezielte Ansteuerungssignale für die Aktoren berechnet werden. Die Aktoren üben daraufhin eine Stellkraft auf das Grundsystem aus, wodurch die gewünschten Systemzustände erreicht werden. Über den Einsatz von Beobachtersystemen können auch nicht messbare Zustände ermittelt werden. Auf jedes mechatronische System wirken sich Störeinflüsse aus, die von der Umgebung oder dem Menschen ausgelöst werden und beim Systementwurf zu berücksichtigen sind. Für den FH-Einklemmschutz entsprechen diese Störgrößen insbesondere dem Einführen von Einklemmobjekten in den Einklemmbereich sowie Temperatur- und Alterungseinflüssen an den Dichtungen, die zu einer Veränderung der Lastprofile führen.

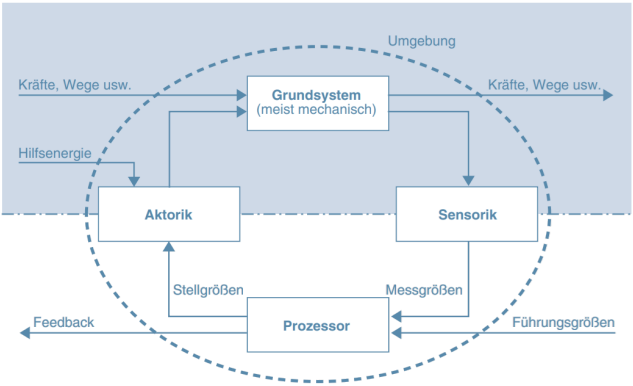


Abbildung 2.17: Aufbau mechatronischer Systeme nach [53]

Das mechanische Grundsystem des Fensterhebers besteht üblicherweise aus einer kinematischen Kette des FH-Motors mit selbsthemmendem Schneckengetriebe, einer angeflanschten Seiltrommel, einem Kabel- oder Bowdenzug, mehreren Umlenkrollen, den Führungsschienen, den Gleitern, der Scheibe und den umlaufenden Fensterlaufdichtungen, vgl. Abb. 2.18. Als Messsignal steht der Motorstrom zur Verfügung. In älteren Systemen werden auch Hallsensoren am FH-Motor eingesetzt, die eine Winkelerfassung des Rotors ermöglichen, welche zur Positionierung und Einklemmschutzregelung eingesetzt werden.

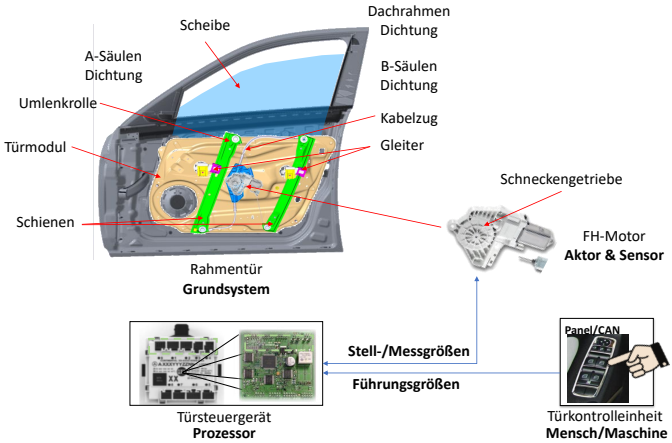


Abbildung 2.18: Grundlegender Aufbau des Fensterhebersystems

Durch Ansteuerung des Motors wird ein Drehmoment erzeugt, welches vom Getriebe übersetzt wird und eine Seiltrommel antreibt. Durch das Auf- bzw. Abwickeln des Kabelzugs von der Seiltrommel wird das Antriebsmoment in eine translatorische Seilkraft gewandelt. Die Kraft wird von dem Kabelzug über die Umlenkrollen auf die Gleiter übertragen, welche mit der Scheibe fixiert sind. Durch die hohe Übersetzung des Schneckengetriebes können FH-Motoren bis zu 15Nm Antriebsmoment entwickeln, welches bei einem Seiltrommelradius von 20mm etwa 750N Zugkraft entspricht. Aufgrund der hohen potenziellen Kraftentwicklung ist ein Einklemmschutz unerlässlich. Das Verfahren der Scheibe wird von außen durch ein Bedienpanel kontrolliert, das die Steuersignale über einen CAN- oder LIN-Bus an das Türsteuergerät (TSG) sendet.
Die Steuersignale können als Führungsgrößen des Systems interpretiert werden. Als Bedienoptionen kann ein manueller sowie ein automatischer Hoch- und Tieflauf unterschieden werden. Das Steuergerät wertet die Steuer- und Messsignale aus und generiert über eine Treiberstufe die Stellsignale des Systems. Die Treiberstufe besteht im einfachsten Fall aus einer Relaisschaltung, die eine direkte, richtungsabhängige Bestromung über die Fahrzeugbatterie darstellt. Inzwischen haben sich PWM-Ansteuerungen etabliert, die über MOSFET-Halbbrücken eine komfortoptimierte, geräuscharme Geschwindigkeitstrajektorienregelung ermöglichen. Mit dem Steuergerät werden weitere Türsysteme wie die Spiegelverstellung, Spiegelheizung und die Kommunikation mit anderen TSG in einer Master-/Slave-Konfiguration kontrolliert. Für das Steuergerät werden serienmäßig einfache Microcontroller mit begrenzten Speicher- und Rechenkapazitäten eingesetzt, die einer strengen Kostenoptimierung unterliegen.

Ausführungsvarianten

Zur Vereinheitlichung von Systemunterschieden wird das System in Untersysteme zerlegt. Zu diesen zählen die Bauteile des Rohbaus, das Türmodul, die Dichtungen, die Hebermechanik, der Fensterhebermotor, die Scheibe und die Ansteuereinheit. Für jedes dieser Systeme gelten Funktionsanforderungen, die zum Großteil am Gesamtsystem unter dem Aspekt von Montage- und Fertigungstoleranzen einzuhalten sind. So stehen die Anforderungen an Scheibenvorspannung und Dichtigkeit in einer Wechselwirkung mit der Auslegung des Motors, des Getriebes und der Treiberstufe aufgrund ihrer Rückwirkung auf die Lastmomente. Höhere Scheibenverschiebekräfte können sich negativ auf die Sensitivität des Einklemmschutzes auswirken, da die Änderung über

dem Verfahrweg, die zum Erreichen der 100N-Grenze benötigt wird, prozentual geringer ausfällt. Die Verschiebekräfte werden zudem maßgeblich von der inneren Reibung des Systems beeinflusst, die an Umlenkrollen, Gleitern und Lagerungen durch innere Verspannungen und Fertigungstoleranzen entstehen. Ebenso können geringere Gesamtsystemsteifigkeiten das Aufbauen der Einklemmkraft hinauszögern, jedoch sind die Steifigkeiten der gesamten kinematischen Kette erst am vollständig montierten System bei geschlossenen Türen ersichtlich. Da diese in den frühen Entwicklungsstadien nicht zur Verfügung stehen, ist die Auslegung von Erfahrungswerten geprägt, die durch Simulationen unterstützt werden können.
Im Laufe der Jahre hat sich für die Hebermechaniken herstellerübergreifend eine Bauweise etabliert, die auf dem Einsatz von Seilzug- oder Bowdenzugsystemen basiert, vgl. Abb. 2.19:

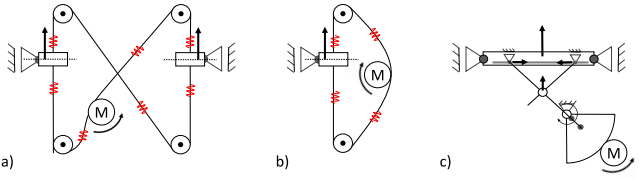


Abbildung 2.19: Varianten zur Hebermechanik: a) Zweistrangseilzugheber, b) Einstrangseilzugheber, c) Scherenmechanik

In Abb. 2.19 ist rechts eine Scherenmechanik dargestellt, wie sie in älteren Systemen eingesetzt wurde. Diese wurde vollständig durch die links dargestellten Kabelzugsysteme verdrängt. Da Fenster im vorderen Bereich der Fahrgastzelle größer ausfallen, werden dort Zweistrangseilzugheber verwendet, während für den Bereich im Fond kostengünstigere Einzugseilstrangheber meist ausreichend sind. Die Systeme bestehen aus Führungsschienen und Gleitern, an denen die Scheibe mit kleinem Spiel montiert wird, um Verspannungen zu verhindern. Die Führungsschienen können ebenfalls mit einer Spiellagerung auf dem Türmodul montiert sein. Die Scheibe kann sich somit über dem Fensterlauf auf das umlaufende Dichtungsprofil anpassen, das von Setzeigenschaften des Dichtungsmaterials sowie starken Temperaturabhängigkeiten geprägt ist. Bei Zweistranghebern existieren zwei Kraftangriffspunkte an der Scheibe, die zu einem gewünschten Verkippen der Scheibe führen, um das Öffnen und vollständige Schließen bei großen Fenstern aus der Dachrahmendichtung zu erleichtern. Der Einsatz von Kabel- oder Bowdenzugsystemen erfordert eine Vorspannung, um die Montage und Funktion des Systems zu ermöglichen. Daher befinden sich wegbegrenzte Vorspannfedern in Reihe mit den Kabelzugsträngen der Gleiter, die eine hoch- und tieflaufabhängige Einstellung der inneren Vorspannung ermöglichen und sich auf die Gesamtsteifigkeit des Systems auswirken.
Die Seiltrommel wird mit einer rotatorischen Lagerung direkt auf dem Türmodul montiert und weist eine Innenverzahnung auf. An diese wird der FH-Motor, der am Getriebeausgang ein außenverzahntes Kunststoffzahnrad aufweist, angeflanscht und mit dem Türmodul verschraubt. Die Selbsthemmung des Schneckengetriebes verhindert im unbestromten Zustand einen entgegengerichteten Kraftfluss. Dies hat den Vorteil, dass keine Halteenergien benötigt werden, um die Scheibe in Position zu halten, außerdem erhöht es die Einbruchsicherheit des Systems. Der Steigungswinkel des Schneckengetriebes ist so gewählt, dass ein abtriebseitiges Antreiben durch auf die Scheibe aufgebrachte Kräfte nicht ermöglicht werden soll.
Bei FH-Motoren handelt es sich ausschließlich um permanenterregte, bürstenbehaftete Gleichstrommotoren. Die Kommutierung der Spulenpaare führt zu einer winkelabhängigen Widerstandsänderung im Betrieb. Als Ausführungsvarianten des FH-Motors sind Motoren mit und ohne Hall-Sensoren zu nennen, die aufgrund der Messunterschiede zur Erfassung der Ankerrelativwinkel und -geschwindigkeiten eine Rückwirkung auf die FH- und Einklemmschutzregelung besitzen.

Der Rohbau kann in zwei Varianten unterteilt werden, die sich in den Einsatz von a) Rahmentüren und dem Einsatz von b) rahmenlosen Türen unterscheiden, vgl. Abb. 2.20.

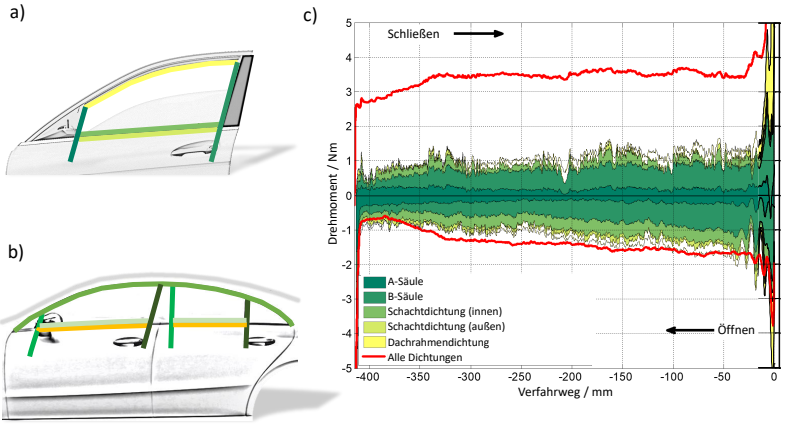


Abbildung 2.20: Fensterlaufdichtungen bei a) Rahmentüren bei b) rahmenlosen Türen, c) Scheibenverschiebe-Lastmomentanteile zu den einzelnen Dichtungen einer Rahmentür [54][7]

Bei Rahmentüren bildet der Fensterheber ein abgeschlossenes System, da sich die gesamte Führung des Fensterlaufs mit sämtlichen Dichtungen innerhalb des Türsystems befindet. Dadurch entsteht ein geringerer Einfluss von Vorspannungseffekten der geöffneten und geschlossenen Tür, sodass die Abhängigkeit zu Fertigungstoleranzen der zentralen Karosserieeinheit geringer ausfällt als bei rahmenlosen Türen. Die fünf umlaufenden Dichtungen bestehen aus der A-Säulen-, B-Säulen-, der innenliegenden und außenliegenden Schachtdichtung sowie der Dachrahmendichtung. In Abb. 2.20 ist rechts der Einfluss der einzelnen Dichtungen für einen typischen Fensterlauf einer Rahmentür dargestellt. Dieser verdeutlicht die Größenordnung des Motorlastmoments, den verhältnismäßig großen Einfluss der langen B-Säulendichtung sowie den starken Anstieg der Scheibenverschiebekraft im oberen Block beim Eintauchen in die Dachrahmendichtung.
Bei rahmenlosen Türen ist der obere Anschlag an den Führungsschienen der Hebermechanik montiert, da der Fensterlauf nach oben offen ist. Im Unterschied zu Rahmentüren wird die Dachrahmendichtung nicht am Türsystem, sondern an der zentralen Karosserie befestigt. Bauartbedingt werden höhere Scheibenvorspannungen eingesetzt, um ein Flattern der Scheibe während der Fahrt zu verhindern. Des Weiteren sind diese abhängig von den gröberen Fertigungstoleranzen des Rohbaus, weshalb größere Unterschiede zwischen zwei Fahrzeugen der gleichen Baureihe auftreten können. Einklemmfälle treten bei geöffneten, rahmenlosen Türen nicht auf.

Mechanisches Ersatzsystem

Eine einfache Beschreibung der Dynamik des Fensterhebers kann durch Reduktion des Systems auf rein eindimensionale Bewegungsvorgänge erfolgen. Das System wird reduziert auf zwei Freiheitsgrade, die der Scheibenbewegung z_W und der Motorrotation φ_M entsprechen, vgl. Abb. 2.21:

[7] persönliche Kommunikation

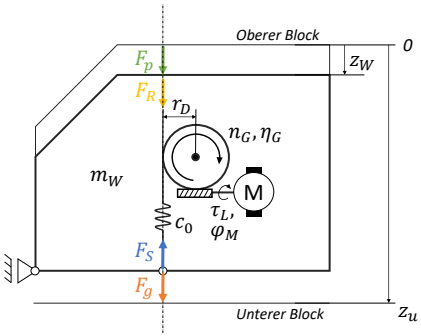


Abbildung 2.21: Eindimensionales, mechanisches Ersatzsystem des Fensterhebers (vereinfacht)

Die Hebermechanik wird zu einer Systemfederrate c_0 vereinfacht, die sämtliche inneren Steifigkeiten der kinematischen Kette abbildet. Die Kraftübertragung erfolgt durch ein mechanisches Getriebemodell mit Übersetzungsverhältnis n_G und Getriebeeffizienz η_G. Eine Seiltrommel mit Radius r_D wandelt das Antriebsmoment τ_M am Getriebeausgang in eine translatorische Seilkraft F_S. Neben der Seilkraft existieren die Gewichtskraft der Scheibe F_g, die Reibkraft der Dichtungen F_r und die externe Krafteinwirkung F_p durch ein äußeres Einklemmobjekt. Sämtliche Kräfte liegen auf einer Achse und greifen im Schwerpunkt der Scheibenmasse m_W an. Da es sich um eine eindimensionale, momentenfreie Bewegung handelt, wurden die Kräfte zur besseren Visualisierung entlang der Symmetrieachse platziert. Die Scheibenmasse weist einen oberen und unteren Block auf, der durch Sättigung der zeitlichen Integration implementiert werden kann. Der obere Block entspricht der numerischen Nullposition, während der untere Block durch z_u beschrieben wird und typischerweise bei etwa -400mm liegt. Die Selbsthemmung des Motors kann durch einen numerischen Vergleich von τ_L und τ_M realisiert werden, der ein abtriebsseitigen Antrieb bei $\tau_L > \tau_M$ durch Integratorsättigung verhindert.
Für die Bewegungsgleichungen folgt:

$$m_w \ddot{z}_w = c_0 \cdot (r_D \cdot \frac{\varphi_M}{n_G} - z_W) - F_p - F_R - m_W g \tag{2.1}$$

$$J_M \ddot{\varphi}_M = c_0 \cdot (r_D \cdot \frac{\varphi_M}{n_G} - z_W) \frac{r_D}{n_G} + \underbrace{k_M I_A}_{\tau_M} \eta_G \tag{2.2}$$

Das mechanische Ersatzsystem entspricht einem Einmassenschwinger, der durch zwei Blockanschläge limitiert ist und durch die Selbsthemmung des Antriebs charakterisiert wird.

Elektrisches Ersatzschaltbild

Für den permanenterregten Gleichstrommotor kann die Dynamik, unter Vernachlässigung des Kommutierungsvorgangs, durch ein einfaches lineares Motormodell angenähert werden, vgl. Abb. 2.22.

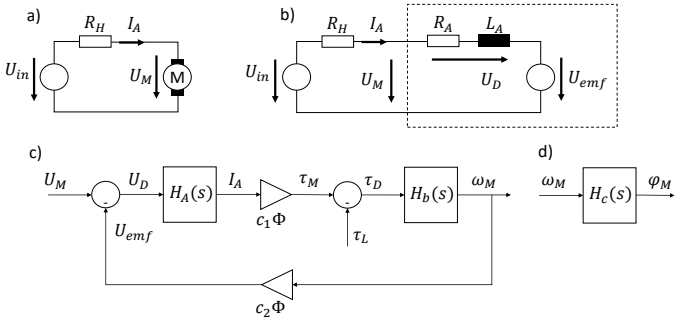


Abbildung 2.22: a) Elektrisches Ersatzschaltbild des linearen Motormodells, b) Ersatzschaltbild des Motormodells mit Ankerinduktivität und Ankerwiderstand, c) Lineares System als Blockschaltbild, d) Drehzahlintegration in Anlehnung an [55][8]

Aufgrund geringer Motorinnenwiderstände von $300 - 500m\Omega$ und hoher Blockströme über $30A$ ist der Kabelbaumwiderstand R_H zu berücksichtigen, der typischerweise im Bereich von $0-100m\Omega$ liegt und zu einem messbaren Spannungsabfall führen kann. Für den Motor ergibt sich ein Ankerstrom I_A und ein Spannungsabfall U_M.
In Abb. 2.22 b) wird der Motor durch ein lineares Modell angenähert, das aus einem Ankerwiderstand R_A, einer Ankerinduktivität L_A und der von den Spulen selbstinduzierten Gegenspannung U_{emf} (Back-EMF) besteht, welche durch die Drehung der Spulen im permanenterregten Feld hervorgerufen wird.
In Abb. 2.22 c) wurde das System zu einem Blockschaltbild überführt, mit dessen Hilfe die Systemzeitkonstanten berechnet werden können. Außerdem wurde die elektromagnetische Wechselwirkung ergänzt, die ein Antriebsmoment $\tau_M = c_1\Phi I_A$ generiert, das aus dem Ankerstrom, der Motorkonstante c_1 und der magnetischen Flussdichte Φ gebildet wird. Das Differenzmoment τ_L ergibt sich aus der Differenz des Antriebsmoments und des Lastmoments τ_L. Das induzierte Back-EMF wird von der Motorkonstante c_1, der magnetischen Flussdichte und der Drehzahl ω_M bestimmt. Für die Übertragungsfunktionen folgt nach [56]:

$$H_A(s) = \frac{I_A(s)}{U_D(s)} = \frac{R_A^{-1}}{1 + s\frac{L_A}{R_A}} \longrightarrow \tau_e = \frac{L_A}{R_A} \tag{2.3}$$

$$H_B(s) = \frac{\omega_M(s)}{\tau_D(s)} = \frac{1}{2\pi \cdot \theta_A \cdot s} \tag{2.4}$$

$$H_C(s) = \frac{\varphi_M(s)}{\omega_M(s)} = \frac{1}{s} \tag{2.5}$$

$$\tag{2.6}$$

mit der Übertragungsfunktion H_A des elektrischen Ankeranteils, der Übertragungsfunktion H_B des mechanischen Ankeranteils, welche die Winkelbeschleunigung über das Trägheitsmoment θ_A

[8] persönliche Kommunikation

und das Momentengleichgewicht zur Motordrehzahl ω_M integriert sowie der Übertragungsfunktion H_C, die die Integration der Drehzahl zum Motorwinkel φ_M beschreibt. Der Anker beschreibt ein PT_1-Glied mit der Zeitkonstante τ_e.
Durch Einsetzen der Übertragungsfunktionen können Drehzahl und Motorstrom gefunden werden, welche die Systemzustände beschreiben:

$$\omega_M(s) = \left[\frac{U_M(s)}{c_2\Phi} - \frac{\tau_L(s)}{c_1\Phi} \cdot R_A \cdot (1 + sT_a)\right] \tag{2.7}$$

$$I_A(s) = \frac{U_M(s)}{R_A \cdot (1 + sT_a)}[1 - H_s(s)] + \frac{\tau_L(s)}{c_1\Phi} \cdot H_S \tag{2.8}$$

Hierbei wurde die Systemfunktion H_s substituiert:

$$H_S(s) = \frac{1}{1 + s\tau_s + s^2 T_a \tau_s} \tag{2.9}$$

$$\tau_m(s) = \frac{2\pi\theta_A R_A}{c_1 c_2 \Phi^2} \qquad T_g = \sqrt{\tau_m \tau_e} \tag{2.10}$$

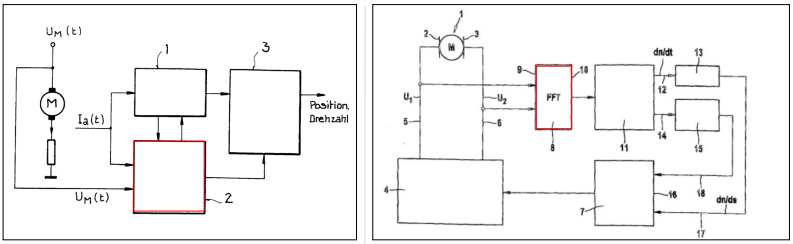
$$d = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{\tau_m}{\tau_e}} \tag{2.11}$$

$$\tag{2.12}$$

Diese beschreibt ein PT_2-Glied, das aus den Zeitkonstanten T_a und τ_s besteht, die sich zur Gesamtzeitkonstante T_g und der Dämpfung d zusammensetzen. Für die meisten Motoren einschließlich des FH-Motors ist die mechanische Zeitkonstante τ_m deutlich größer als die elektrische Zeitkonstante τ_e, wodurch sich das System auch durch ein System erster Ordnung annähern ließe.

Messgrößen

Der Motorstrom bildet heutzutage die einzige Messgröße an Fensterhebersystemen, die für die Auslegung des Systems von Bedeutung ist. Allerdings wird zur Applizierung von Geschwindigkeits--trajektorien und Zuordnung des Lastprofils auch ein Positionssignal benötigt. In älteren Systemen wurde dieses durch den Einsatz von Hall-Sensoren oder Drehencodern direkt gemessen. Diese stellen zusätzliche Sensorkosten und Kosten für die Ansteuerung und Auswerteeinheit der Sensoren dar, die durch eine sensorlose Positionierung wegfallen können. Bereits Ende der 90er Jahre wurden die ersten Verfahren zur Auswertung des Ripplestroms von PMDC-Motoren entwickelt und auf den Anwendungsfall des FH-EKS übertragen. Zu diesen zählen zwei von Bosch und Continental patentierten Konzepte, vgl. Abb. 2.23.



1 Ripple Detektor	1 electric drive	7 Control logic for power section	13 Closing force limiting stage
2 Motorzustandsmodell	2 first motor brush	8 FFT stage	14 Direction of rotation signal
3 Auswerteeinheit	3 second motor brush	9 Input side	15 Position detection stage
	4 Power section	10 Output (frequency spectra)	16 Input side control logic
	5 first feed line	11 Evaluation logic	17 Closing force limiting signal
	6 second feed line	12 DN/dt signal	18 Position signal

Abbildung 2.23: Beispielhafter Aufbau einer sensorlosen Positionierung von Conti (links, 1997) und von Bosch mit FFT-Stufe (rechts, 2004) [57],[58]

Das ältere Konzept verwendet ein Motormodell parallel zur Rippledetektion, um die detektierten Rotorwinkel und -drehzahlen zu plausibilisieren, vgl.[58]. Während das zweite Konzept eine FFT-Stufe zur Auswertung der dominanten Ripplefrequenzen einsetzt und mehrere Ableitungen berechnet, die in einer Block- und EKS-Detektion angewendet werden.

2.2.2 FH-Regelung

Benutzerinteraktion

Zur Ansteuerung des Fensterhebers werden vier Bewegungsmodi und ein Ruhezustand unterschieden. Diese fünf Kontrollsignale werden entweder über ein Bedienpanel durch einen Anwender oder durch Kommunikation mit anderen Steuergeräten vorgegeben. Eine kommunikationsbasierte Ansteuerung erlaubt die Implementierung von Anwendungsfällen wie Remoteschließen durch App-Ansteuerung. Über das Bedienpanel des Fahrers können die Bewegungsmodi sämtlicher vier Fensterheber in Form einer Master-/Slaveansteuerung direkt ausgewählt werden. Die Ansteuerung erfolgt über mechanische Taster mit fünf Ausgängen, die über ein Federsystem stets in die Nullposition zurückkehren, welche dem Ruhezustand entspricht, vgl. Abb. 2.24.

In der ersten Stufe kann zwischen manuellem Hoch- und Tieflauf unterschieden werden, die nur aktiv sind, solange der Schalter sich in der entsprechenden Position befindet. Die zweite Stufe entspricht dem automatischen Hoch- und Tieflauf, die über eine Zustandsmaschine aktiv bleiben, auch wenn der Schalter in die Ruheposition zurückkehrt. Das automatische Öffnen und Schließen wird durch das Erreichen der Endpositionen oder durch eine Block- oder Einklemmfalldetektion unterbrochen. Zudem ist diese Schalterposition nur durch das Durchqueren der Schalterstellung des manuellen Laufs zu erreichen.
Bei Einklemmsituationen kann durch das erneute Auslösen einer der Hochlauffunktionen während des Reversiervorgangs eine Thresholdeskalation ausgelöst werden. Diese soll die Fahrzeuginsassen vor unerwünschtem Eindringen sowie Fehlreversierverhalten schützen, indem die Auslöseschwelle in drei Stufen erhöht wird. Durch diese Maßnahme wird sichergestellt, dass das einklemmschutzgesicherte Fenster stets geschlossen werden kann.

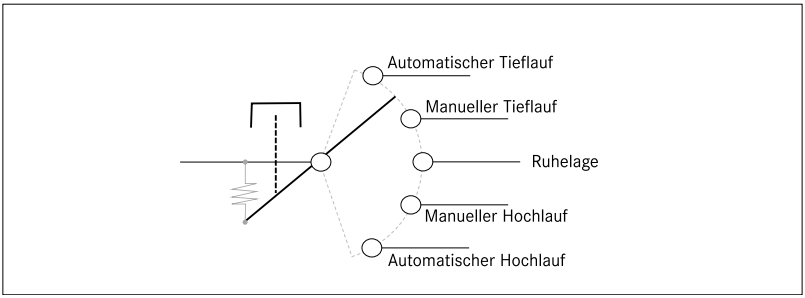


Abbildung 2.24: Schaltbild des FH-Bedienschalters mit den Optionen zum manuellen und automatischen Verfahren

Normiervorgang

Aufgrund der starken Positionsabhängigkeit des FH-Lastprofils ist eine positionsabhängige Anpassung der EKS-Thresholds notwendig, um ausreichende EKS-Sensitivitäten zu gewährleisten und Fehlreversierverhalten vorzubeugen. Insbesondere der obere Dichtungseinlauf führt zu einem hohen Lastanstieg, der durch eine Schwellwertanpassung auszugleichen ist, um das Schließen des Fensters zu ermöglichen. Die Voraussetzung für eine solche Anpassung ist die Kenntnis der absoluten Fensterposition, die nicht als Messgröße betrachtet wird. Zu den Messgrößen zählt die inkrementelle Erfassung der Relativposition des Motorankers.

Da sich das Fenster zwischen zwei Blockanschlägen bewegt, ist eine Positionsnormierung durch Detektion beider Endpositionen möglich, [59]. Auf diese Weise kann die absolute Fensterposition zugeordnet werden. Um die Normalisierung robuster zu gestalten, werden beide Blockanschläge verwendet. Durch aufeinanderfolgende Detektion des unteren und oberen Blocks werden somit die Positionen der Endanschläge und Wegdistanzen bestimmt, die toleranzbedingte Unterschiede aufweisen können. Dadurch ist eine Nachkalibrierung dieser Parameterwerte möglich.
Eine Normalisierung ist notwendig, wenn sich das System im denormalisierten Zustand befindet. Eine Denormalisierung tritt auf, wenn ein Blockanschlag detektiert wird, bevor die Endposition der internen Positionszählung erreicht wird. Dies kann durch eine fehlerhafte Messung der Winkelinkremente und Integrationsdrifts ausgelöst werden.
Wegen der zuvor genannten Positionsabhängigkeiten stellt die Normalisierung und Zuordnung der Fensterposition eine Grundvoraussetzung für den FH-Einklemmschutz dar. Des Weiteren werden die Absolutpositionen für geräuschoptimierte Bewegungstrajektorien eingesetzt, die zu leiseren Endanschlägen führen. Die Anwendung von Geschwindigkeitsänderungen erfordert den Einsatz einer regelbaren Motorspannung.

In Abb. 2.25 ist ein Normalisierungsvorgang mit anschließendem Einklemmfall für mehrere Zyklen des automatischen Hoch- und Tieflaufs, ausgehend vom denormalisierten System, dargestellt.

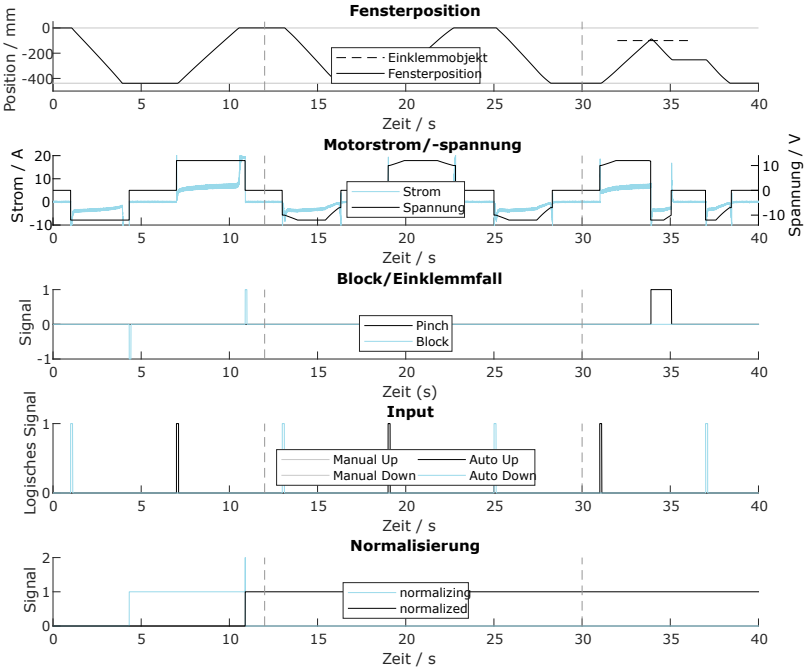


Abbildung 2.25: Normalisierungsvorgang mit anschließendem Soft-Start und Soft-Stop am Beispiel von automatischen Öffnungs- und Schließzyklen mit Einklemmfall

Die Normalisierung startet mit dem unteren Blockanschlag und ist bei etwa t=12s abgeschlossen. In der Normalisierungsphase werden konstante Spannungen verwendet. Im normalisierten Zustand sind die Spannungsgradienten aus der Soft-Start- und Soft-Stop Regelung zu erkennen. Bei etwa t=34s findet ein Einklemmfall mit Reversiervorgang statt, bei dem das Fenster um 80mm reversiert. Die Verläufe verdeutlichen die einklemmschutzrelevanten Zusammenhänge des Normalisierungsprozesses, der Geschwindigkeitsregelung sowie des numerischen Arbeitsbereichs eines Fensterhebers. Als Teil der FH-Regelung ist der Thermoschutz des Motors zu nennen, der aufgrund der schnellen Erwärmung das Folgeöffnen des Fensters nach etwa drei bis vier vollständigen Zyklen verhindert. Dies dient zum Schutz des Motors vor thermischem Versagen und reduziert insbesondere die Abnutzung der Bürsten, vgl. [60].

2.2.3 Einflussfaktoren

Das Fehlreversierverhalten und die Sensitivität des Einklemmschutzes stehen in gegenseitiger Wechselwirkung. Denn während für eine frühzeitige Erkennung hohe Sensitivitäten vorteilhaft sind, begünstigen niedrige Schwellwerte das Auslösen von Fehlreversionen durch Störeinflüsse. Um einen robusten EKS zu ermöglichen, ist eine eindeutige Unterscheidbarkeit zwischen innerem Lastprofil und externer Krafteinwirkung anzustreben. Nachfolgend werden die zuvor betrachteten Einflussfaktoren auf das innere Lastprofil zusammengefasst. Das innere Lastprofil des FH-Systems wird insbesondere durch innere Reibung und durch das Gewicht der Fensterscheibe beeinflusst. Wäre das innere Lastprofil konstant und idealerweise um Größenordnungen kleiner als die externe Kraft, wäre eine Abweichung von diesem leichter zu detektieren. Aus dieser Überlegung wird eine weitere Wechselwirkung ersichtlich, die zwischen Lastprofil und der Dichtigkeit der Scheibenabdichtung besteht. Denn um eine höhere Dichtigkeit zu gewährleisten, sind höhere Anpressdrücke der Dichtungsprofile notwendig, die wiederum zu einer erhöhten Reibkraft des Scheibenlaufs führen. Diese wiederum wirkt sich negativ auf die Detektierbarkeit aus, da das innere Lastprofil ansteigt. Zudem gelten Anforderungen an die Dichtigkeit, um das Eindringen von Feuchtigkeit und Schall zu vermeiden. In der praktischen Anwendung umfasst die aufgebrachte Reibung der Dichtungsprofile einen signifikanten Anteil des Gesamtreibkraftverlaufs, vgl. Abb. 2.20.
Da das System äußeren Einflüssen wie Temperaturschwankungen, Schmutz, Feuchtigkeit und Alterungsprozessen ausgesetzt ist, sind zeitliche Veränderungen ein fester Bestandteil der Lastprofile. Zu diesen zählt das Setzverhalten der Dichtungen, das sich bereits in den ersten Wochen nach der Endmontage deutlich auswirkt. Des Weiteren sind die Normalkräfte der Dichtungen abhängig von der Federrate, der Oberflächenbeschaffenheit und der Maßhaltigkeit der Dichtungsprofile, die aus zusammengesetzten Gummimaterialien bestehen können.
Der untere Grenzwert der Auslöseschwelle wird maßgeblich durch die Wiederholgenauigkeit des Systems beeinflusst, welche abhängig ist von der Gesamtsteifigkeit sowie von den aufsummierten Bauteiltoleranzen der Einzelkomponenten.

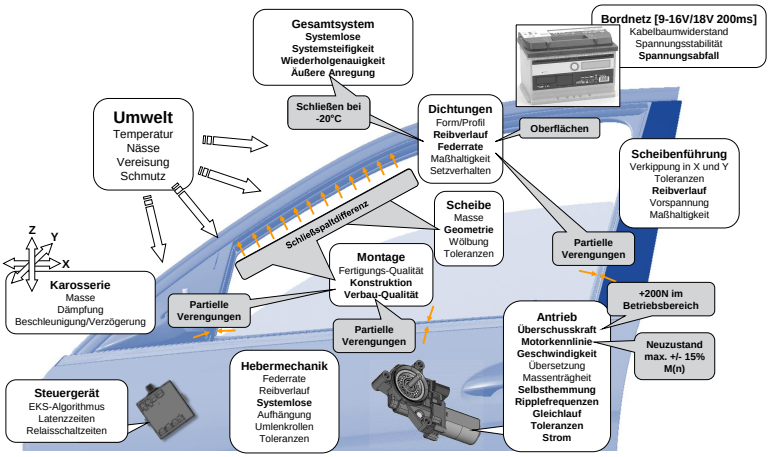


Abbildung 2.26: Einflussfaktoren auf den Scheibenlauf und den indirekten Einklemmschutz in Anlehnung an [54][9]

[9]persönliche Kommunikation

Weitere Einflussfaktoren auf den Scheibenlauf bilden die Größe des umlaufenden Schließspalts, partielle Verengungen in y-Richtung, die Maßhaltigkeit der Schachtweite und Pendelbewegungen in x-Richtung vgl. Abb. 2.26. Eine weitere wichtige Größe für den EKS bildet die Systemsteifigkeit, die den Gradienten des Kraftaufbaus über dem Verfahrweg bestimmt. Diese kann nicht beliebig weich gestaltet werden, da die Scheibenverschiebekraft zu überwinden ist. Darüber hinaus ist die Steifigkeit des Aufbaus abhängig von dem toleranzbehafteten Vorspannungszustand in y-Richtung. Dieser ist für rahmenlose Türen stärker ausgeprägt. Außerdem ist zu unterscheiden, ob die Tür geöffnet oder geschlossen ist. Ebenso entsteht durch den Fahrtwind ein zusätzlicher Anpressdruck senkrecht zur Fahrtrichtung, der sich auf die Steifigkeit des Aufbaus auswirkt und die Reibkraft erhöht. Die innere Steifigkeit wird weiterhin von den Kabelzugsteifigkeiten sowie der Vorspannung des Kabelzugs beeinflusst, die zu einem Übergang der Gesamtsteifigkeit beim Anschlag der Vorspannfedern führt. Aus dem Zusammenspiel der Steifigkeiten können Anlaufoszillationen resultieren, die sich sichtbar in dem Stromprofil widerspiegeln und nach wenigen Umdrehungen abklingen. Diese sind auch durch das Haftreibungsverhalten der ruhenden Fensterscheibe zu begründen, die stillsteht, während der Motor sich in einem nahezu lastfreien Anlauf befindet, bevor die notwendige Losbrechkraft durch Vorspannen des Systems überwunden ist. Bei der Betrachtung der Systemsteifigkeit ist die gesamte kinematische Kette der Einzelkomponenten zu berücksichtigen.
Auf das dünnwandige Türmodul übertragen sich dagegen nur geringe Kräfte, sodass dieses über dem gesamten Scheibenlauf nahezu verformungsfrei bleibt. Jedoch wird der Scheibenlauf maßgeblich durch das Abgleiten der Gleiter auf den Fensterlaufschienen beeinflusst, die auf dem Türmodul montiert sind. Insbesondere kleinere Kippbewegungen, die durch eine asymmetrische Zugbelastung entstehen, wirken sich auf die Reibkräfte des Gleitersystems aus. Aufgrund dieser Kippbewegungen ergeben sich charakteristische Verläufe, die insbesondere den oberen Scheibeneinlauf prägen, der mit einer leichten Schrägstellung der Scheibe stattfindet. Die spielbehaftete Konstruktion der Hebermechanik und Fensterlaufschienen kann sich dabei auf die Wiederholgenauigkeit des Systems auswirken.
Im normalisierten Zustand werden für den Scheibenlauf sanfte Start- und Stopvorgänge eingesetzt, die durch eine Geschwindigkeitsrampe realisiert werden. Von diesen profitiert zudem die Bürstenabnutzung, da bei diesem Betrieb hohe Blockströme vermieden werden. Allerdings erschweren niedrige Spannungen die Rippledetektion, aufgrund schwächer ausgeprägter Rippleamplituden. Somit steht der Einsatz von Geschwindigkeitsprofilen im Konflikt mit der Robustheit der sensorlosen Positionierung. Aufgrund von Bordnetzschwankungen variiert die Eingangsspannung in einem Bereich von 11-15V, die sich bei direkter Batteriespeisung des Motors auf das Lastprofil auswirkt. Weitere Einflussfaktoren des Motors bilden das Gleichlauflaufverhalten, das von Getriebe, Lagerung und Rotorwuchtung abhängig ist und zu harmonischen Oszillationen des Lastprofils führt. Diese sind insbesondere bei hohen Einklemmsteifigkeiten ab 20N/mm von Bedeutung, bei denen Reaktionszeiten von weniger als 20ms gefordert sind, die hohe Sensitivitäten erfordern. In diesem Bereich sind die Systemzeitkonstanten zu betrachten, die auch von Rotor- und Getriebeträgheit beeinflusst werden.
Einen weiteren Einfluss auf die Form des Strom- und Geschwindigkeitsprofils hat die sich schnell aufbauende Motortemperatur, die zu einem Anstieg des ohmschen Motorwiderstands führt. Dadurch unterscheiden sich bereits die Profile zweier aufeinanderfolgender Schließvorgänge und erfordern eine Kompensation der Motorerwärmung. Aufgrund des niederohmigen Motors ist der Kabelbaumwiderstand entsprechend klein auszulegen, um einen großen Spannungsabfall und Leistungsverlust bei hohen Lastmomenten zu vermeiden. Bei serienmäßigen FH-Systemen kann das Widerstandsverhältnis eins zu drei betragen, wodurch der Kabelbaum einen wesentlichen Einfluss auf das Lastprofil besitzt.

Kapitel 3

Theoretische Grundlagen

3.1 Prinzipien der Mechanik

3.1.1 Rekursives Newton-Euler-Verfahren

Das in der Robotik weit verbreitete Verfahren beschreibt die Herleitung der dynamischen Gleichungen von mechanischen, holonomen Systemen anhand zweier rekursiver Algorithmen, die sich für offene und geschlossene kinematische Ketten eignen, [61], [62]. Ausgehend von einer festen, globalen Basis werden die kinematischen Ketten als ein System aus Gliedern und Gelenken betrachtet, die unterschiedliche Freiheitsgrade besitzen. Das Verfahren eignet sich für rotatorische und translatorische Gelenkverbindungen und basiert auf dem Freischneiden der einzelnen Glieder und dem Einführen lokaler, körperfester Koordinatensysteme (KS). Über diese wird eine Vorzeichenkonvention und Indizierung eingeführt, die die Herleitung der Kinematik sowie der dynamischen Beziehungen über eine iterative Anwendung der Newton-Euler Gleichungen vereinfacht.
Eine solche Vektorkonvention ist in Abb. 3.1 für zwei rotatorische Gelenke dargestellt:

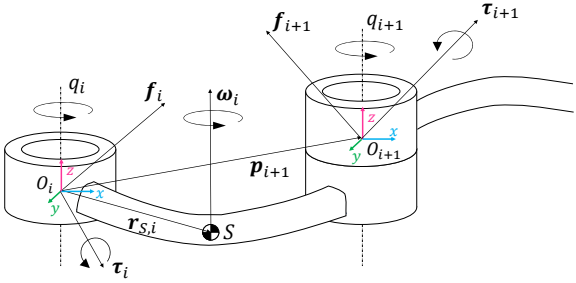


Abbildung 3.1: Definition der Vektoren und Koordinatensysteme zum Netwon-Euler-Formalismus

Die Koordinatensysteme wurden so gewählt, dass ihre z-Achsen mit der Bewegung des i-ten Gliedes zusammenfallen. Dadurch reduziert sich die Projektion der Antriebsgrößen auf eine Multiplikation

mit den lokalen Einheitsvektoren $\boldsymbol{e}_z$. Sämtliche Bewegungsgrößen werden mit Bezug zur lokalen Schwerpunktsbewegung dargestellt, wodurch sich die Beschreibung der Trägheitskräfte vereinfacht.

Kinematik

Zunächst werden die kinematischen Beziehungen anhand einer Vorwärtsiteration, ausgehend von der Basis der kinematischen Kette hergeleitet, [61]. Die Basis wird als unbeweglich angenommen und mit $\boldsymbol{\omega}_0 = 0, \dot{\boldsymbol{\omega}}_0 = 0, \boldsymbol{v}_0 = 0, \dot{\boldsymbol{v}}_0 = 0, \boldsymbol{e}_z = [0\ 0\ 1]^T$ initialisiert. Für n-rotatorische Gelenke folgt mit der Gelenkvariablen q_i von i=1 bis n:

$$\boldsymbol{\omega}_i = {}^i\boldsymbol{R}_{i-1}\boldsymbol{\omega}_{i-1} + \boldsymbol{e}_z\dot{q}_i \tag{3.1}$$
$$\dot{\boldsymbol{\omega}}_i = {}^i\boldsymbol{R}_{i-1}\dot{\boldsymbol{\omega}}_{i-1} + {}^i\boldsymbol{R}_{i-1}\boldsymbol{\omega}_{i-1} \times (\boldsymbol{e}_z\dot{q}_i) + \boldsymbol{e}_z\ddot{q}_i \tag{3.2}$$
$$\boldsymbol{v}_i = {}^i\boldsymbol{R}_{i-1}\boldsymbol{v}_{i-1} + \boldsymbol{\omega}_i \times \boldsymbol{p}_i \tag{3.3}$$
$$\dot{\boldsymbol{v}}_i = {}^i\boldsymbol{R}_{i-1}\big(\dot{\boldsymbol{v}}_{i-1} + \boldsymbol{\omega}_i \times (\boldsymbol{\omega}_i \times \boldsymbol{p}_i) + (\dot{\boldsymbol{\omega}}_i \times \boldsymbol{p}_i)\big) \tag{3.4}$$

Die Vektoren $\boldsymbol{\omega}_i, \dot{\boldsymbol{\omega}}_i, \boldsymbol{v}_i, \dot{\boldsymbol{v}}_i$ entsprechen der Bewegung der Koordinatensysteme und sind in dem System ihres Subindex ausgedrückt. Für die lineare Schwerpunktbeschleunigung ergibt sich:

$$\dot{\boldsymbol{v}}_i^S = \dot{\boldsymbol{v}}_i + \dot{\boldsymbol{\omega}}_i \times \boldsymbol{r}_i^S + \boldsymbol{\omega}_i \times (\boldsymbol{\omega}_i \times \boldsymbol{r}_i^S) \tag{3.5}$$

mit der Rotationsmatrix ${}^i\boldsymbol{R}_{i-1} = {}^{i-1}\boldsymbol{R}_i^T$, die einen Vektor vom $(i-1)$-KS in das (i)-System überführt. Über die Anfangsbedingung $\boldsymbol{v}_0 = \boldsymbol{g}$ kann eine Berücksichtigung der Gravitation, anhand des Gravitationsvektors $\boldsymbol{g}$ ohne zusätzlichen Rechenaufwand erfolgen.

Dynamik

Mit den in Gl.(3.5) aufgestellten kinematischen Größen kann im zweiten Schritt eine Rückwärtsrekursion erfolgen, die ausgehend vom letzten Glied der kinematischen Kette die Trägheitskräfte des Systems aufsummiert. Über $\boldsymbol{f}_{n+1}$ kann eine externe Kraft berücksichtigt werden, die von außen auf das nte-Glied wirkt. Für die Rückwärtsrekursion folgt für i=n bis 1:

$$\boldsymbol{f}_i = {}^i\boldsymbol{R}_{i+1}\boldsymbol{f}_{i+1} + m_i\dot{\boldsymbol{v}}_i^S \tag{3.6}$$
$$\boldsymbol{\tau}_i = {}^i\boldsymbol{R}_{i+1}\boldsymbol{\tau}_{i+1} + \boldsymbol{p}_{i+1} \times {}^i\boldsymbol{R}_{i+1}\boldsymbol{f}_{i+1} + \boldsymbol{r}_i^S \times (m_i\dot{\boldsymbol{v}}_i^S) + J_i^S\dot{\boldsymbol{\omega}}_i + \boldsymbol{\omega}_i \times (J_i^S\boldsymbol{\omega}_i) \tag{3.7}$$
$$\tag{3.8}$$

Die beiden Gleichungen beschreiben die in den Gelenken auftretenden Reaktionskräfte $\boldsymbol{f}_i$ und Reaktionsmomente $\boldsymbol{\tau}_i$ und sind bezogen auf den Subindex in ihrem jeweiligen lokalen Koordinatensystem ausgedrückt. Mit dem Trägheitsmoment J_i^S des i-ten Gelenks, dessen Rotationsachse im Gelenkschwerpunkt liegt. Durch Projektion der Reaktionsgrößen auf die Gelenkachse kann das ausgeübte Lastmoment $\boldsymbol{\tau}_{L,i}$ pro Gelenkachse gefunden werden:

$$\boldsymbol{\tau}_{L,i} = \boldsymbol{\tau}_i\boldsymbol{e}_z \tag{3.9}$$
$$\boldsymbol{f}_{L,i} = \boldsymbol{f}_i\boldsymbol{e}_z \tag{3.10}$$

Im Fall von prismatischen Gelenken ergibt sich eine Lastkraft $\boldsymbol{f}_{L,i}$.
Das System der dynamischen Gleichungen kann anschließend durch Sortieren der Terme in die allgemeine Form überführt werden:

$$\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{C}(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}}) + \boldsymbol{G}(\boldsymbol{q}) = \boldsymbol{Q} \tag{3.11}$$

mit der symmetrisch, positiv definiten Massenmatrix $\boldsymbol{M}(\boldsymbol{q})$, der Matrix der Coriolis-, Zentrifugal- und Zentripetalkraftanteile $\boldsymbol{C}(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}})$, dem Gravitationsvektor $\boldsymbol{G}(\boldsymbol{q})$ sowie dem Vektor der Antriebsgrößen $\boldsymbol{Q}$.

3.2 Modellierung von Reibung

Bei der Bewegung von Massen treten an allen realen Systemen Reibverluste auf, die in der Modellbildung zu berücksichtigen sind. Zu den klassischen Reibphänomenen an mechanischen Systemen zählt die normalkraftabhängige Coulombsche Reibung, geschwindigkeitsabhängige, viskose Anteile sowie das Phänomen der Haftreibung, das einem erhöhten Widerstand gegen äußere Krafteinwirkung im unbewegten Zustand entspricht, [63]. Zur Modellierung dieser teils nichtlinearen Reibkraftverläufe werden kontinuierliche, lineare Modelle gegenüber konditionsabhängigen nichtlinearen Modellen bevorzugt, da sich diese besser in die Ansätze der linearen Regelungstechnik implementieren lassen. Ein weiterer Vorteil ist die numerische Robustheit und Differenzierbarkeit von kontinuierlichen Modellen. Die Analyse und Beschreibung von Reibung ist dem Gebiet der Tribologie zuzuordnen.

3.2.1 Reibmodelle

Reibung tritt durch den Kontakt zweier Körper auf, welcher ein Reaktionskräftepaar hervorruft, das sich nach Newtons drittem Axiom auf beide Körper auswirkt. Der Reibkraftverlauf ist der Bewegung der Körper entgegengerichtet und bildet sich aus der Relativgeschwindigkeit beider Körper zueinander.
Dabei können an den bewegten Körpern mechanischer Systeme mehrere Reibkontakte gleichzeitig auftreten. Bei der Modellierung erfolgt die unabhängige Betrachtung einzelner Reibkontakte. Anschließend werden die Reibkräfte im Gesamtkräftegleichgewicht des freigeschnittenen Körpers addiert.

Statische und viskose Reibung

Ein Ansatz für coulombsche F_c und viskose Anteile F_v ist folgendermaßen möglich:

$$F_v = \mu_v v \tag{3.12}$$

$$F_c = \mu_R \cdot F_N \cdot sign(v) \approx \mu_R \cdot F_N \cdot tanh(\frac{v}{v_0}) \tag{3.13}$$

mit den Reibkoeffizienten μ_R, μ_v, der Normalkraft F_N und dem Relativgeschwindigkeitsvektor v. Während die viskosen Anteile linear sind, führt die unstetige Signum-Funktion der coulombschen Anteile zu einer Nichtlinearität bei Null. Eine Glättung der Unstetigkeit kann durch den Einsatz des Tangens-Hyperbolikus mit einer Grenzgeschwindigkeit v_0 nach [64] erfolgen. Die viskosen Anteile bieten eine Näherung bei veränderlichen Relativgeschwindigkeiten und werden insbesondere zur Beschreibung von Gleitlagern in Industriemaschinen eingesetzt. Die Coulombschen Anteile bieten dagegen eine Näherung für sämtliche Reibphänomene mit unterschiedlichen Materialpaarungen und geringen Geschwindigkeitsänderungen.

Stribeckreibung

Bei Nulldurchgängen der Relativgeschwindigkeiten kann Haftreibung auftreten, die mit Gl.(3.13) bislang nicht berücksichtigt wird. Eine Annäherung des Reibkraftverlaufs mit Haftreibung bietet die Stribeckkurve:

$$F_s = (F_{ba} - F_c)e^{-(v/v_0)^2} + F_c + F_v \tag{3.14}$$

Bei dieser wird eine Kraftüberhöhung im Nullpunkt modelliert, die ein Losbrechen der Masse unterhalb von F_{ba} verhindert und die für höhere Geschwindigkeiten zunächst exponentiell abklingt, bevor es zu einem weiteren Anstieg kommt, bei dem die viskosen Anteile in F_v überwiegen. Die Abklingrate wird über die Grenzgeschwindigkeit $v_0 \approx 0$ definiert. Ein Nachteil ist, dass die Haftreibung in Gl.(3.14) für $v = 0$ in Abhängigkeit der Antriebskraft zu applizieren ist, um Beschleunigungsvorgänge zu unterbinden, solange die Antriebskraft betragsmäßig kleiner ist als die modellierte Reibkraft.

LuGre-Reibmodell

Eine Erweiterung des Stribeckverlaufs um ansteigende statische Reibanteile sowie eines Reibungsgedächtnisses kann mithilfe des LuGre-Modells erzielt werden, welches eine Erweiterung des 1968 veröffentlichten Dahl-Modells von P.Dahl darstellt, [65],[66]:

$$F_l = \sigma_0 z + \sigma_1 \dot{z} + \sigma_2 v \qquad \sigma_i > 0 \tag{3.15}$$

Hierbei wurde von Canudas de Wit et al. eine Zustandsvariable z eingeführt, die den Spannungszustand einer imaginären Bürste beschreibt, [67],[66]. Die statische Komponente der Coulombanteile ist veränderlich und wird über $\sigma_0 z$ formuliert, die durch einen viskosen Anteil $\sigma_2 \boldsymbol{v}$ gedämpft werden. Die Bürstenspannung ist folgendermaßen definiert:

$$\dot{z} = v\left(1 - \frac{\sigma_0}{F_s} sign(v) z\right) \tag{3.16}$$

dieses kontinuierliche Modell ist linear zu dem Bürstenzustand z, weist allerdings einen nichtlinearen Zusammenhang zur Relativgeschwindigkeit v auf. Über die Bürstenauslenkung z besitzt das Modell ein Gedächtnis für die statische Reibkraft, wodurch Haftreibungsübergänge ohne Antriebskraftvergleich abgebildet werden können. Eine Identifikation der unbekannten Reibmodellparameter kann bspw. durch den Einsatz genetischer Algorithmen erfolgen, [68]. Weiterführende Literatur zu Anwendungsbereichen, [69].

Elasto-Plastisches Reibmodell

Von Dupont et al. wurde eine Erweiterung des LuGre-Modells vorgestellt, welche eine Berücksichtigung von elastischen Relativbewegungen erlaubt, die unterhalb des Break-Away-Punktes stattfinden, [64],[70],[71]. Das „Elastisch-Plastische“ Modell stellt eine Erweiterung des LuGre-Modells dar:

$$\dot{z} = v \cdot \left(1 - \alpha(z, v)\frac{\sigma_0}{F_s}\text{sign}(v) z\right)^i \qquad \frac{\sigma_0}{F_s} > 0, \qquad i \in \mathbb{Z} \tag{3.17}$$

mit

$$\alpha(z,v) = \begin{cases} 0 & |z| < z_{\mathrm{ba}} \\ \frac{1}{2}\left(\pi \frac{z - \frac{z_{\max}+z_{\mathrm{ba}}}{2}}{z_{\max} - z_{\mathrm{ba}}} + \frac{1}{2}\right) & z_{\mathrm{ba}} \leq |z| \leq z_{\max} \\ 1 & |z| \geq z_{\max} \end{cases} \tag{3.18}$$

unter Einhaltung folgender Randbedingungen für den Haftreibungsfall $\mathrm{sign}(z) = \mathrm{sign}(v)$:

$$\alpha(z,v) = \begin{cases} 0 & |z| < z_{\mathrm{ba}} \\ 0 < \alpha < 1 & z_{\mathrm{ba}} \leq |z| \leq z_{\max} \\ 1 & |z| \geq z_{\max} \end{cases} \tag{3.19}$$

$$0 < z_{ba} < z_{\max} \quad \wedge \quad z_{\max} = \frac{F_s}{\sigma_0} \tag{3.20}$$

ansonsten gilt für $\mathrm{sign}(z) \neq \mathrm{sign}(v)$:

$$\alpha(z,v) = 0 \tag{3.21}$$

Ein Beweis zum elastischen Gleiten während der Haftreibungsphase, der Einhaltung der LuGre-Reibmodelleigenschaften und eine Herleitung der Randbedingungen ist in [64] zu finden. Eine Identifikation des elasto-plastischen Modells ist bspw. in [72] beschrieben und veranschaulicht die Vorhersagegüte des Modells, welche für sehr kleine Geschwindigkeiten verifiziert werden konnte.

3.2.2 Hysterese und Reibeffekte an Kabelzugsystemen

An Kabelzugsystemen, wie dem FH-System, werden Umlenkrollen eingesetzt, die zu weiteren nichtlinearen Reibungsverlusten führen. Bei solchen Seilreibungsverlusten an Umlenkrollen kann das Euler-Eytelweinsche Seilreibungsgesetz angewandt werden:

$$F_{S1} = F_{S2} \cdot e^{-\alpha_U \mu_r} \tag{3.22}$$

die Reibungsverluste sind abhängig von dem Umschlingungswinkel α_U sowie dem Reibkoeffizienten μ_r. Eine Herleitung dieser Gleichung wurde 1769 von Euler in [73] unter einer eindimensionalen Betrachtung durchgeführt. In [74] ist eine Erweiterung auf den dreidimensionalen Fall beschrieben. Für die kinematischen Beziehungen können im einfachsten Fall, aufgrund der hohen Kabelsteifigkeiten, ideal-steife Zusammenhänge angenommen werden. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Berücksichtigung einzelner Kabelsteifigkeiten durch den Ansatz eines Feder-Dämpferverhaltens. Hierbei ist zu beachten, dass über das Kabelzugsystem ausschließlich Zug und kein Druck übertragen wird. Nicht zuletzt wegen der eingesetzten Vorspanneinrichtungen treten am realen System deutliche Hystereseverläufe auf, die sich bei unzureichender Modellierung auf das Regelverhalten auswirken können.
Mit Versuchen zum wiederholten Dehnen und Entspannen eines Stahlkabelzugsystems in longitudinaler Richtung konnten Miyasaka et al. zeigen, dass ein nichtlineares Hystereseverhalten auch ohne Vorspannfedern zu beobachten ist, [75]. Die auftretenden Kraftdifferenzen beim Be- und Entlasten des Systems hatten bei diesem Anwendungsfall Auswirkungen auf die Regelungsgüte eines medizinischen Chirurgie-Roboters, vgl. [76]. Deshalb wurde ein neues Neunparameter-Modell aufgestellt, das nachfolgend vorgestellt wird.

Hysteresemodell

Das Modell nach Mysiaka et al. basiert auf einer modifizierten Version des Bouc-Wen-Modells nach [77] und [78]:

$$F_h = \begin{cases} 0 & x_s(t) < 0 \\ k_1 \cdot x_s(t) - \dfrac{k_2 \cdot x_s(t)}{k_3 \cdot x_s(t)^2 + 1} + k_4 \cdot x_s^m(t) & x_s(t) \geq 0 \end{cases} \tag{3.23}$$

die Kraftübertragung ist abhängig von der Dehnung des Kabels $x_s(t)$ und findet ausschließlich in Zugrichtung statt. Für den gedehnten Zustand mit $x_s \geq 0$ berechnet sich die Seilkraft geschwindigkeitsunabhängig aus fünf Modellparametern $k_1 - k_4$ und m sowie dem Hysteresezustand $z(t)$, der aus folgender Differentialgleichung bestimmt wird:

$$\dot{z}(t) = \dot{x}_s(t) \cdot [\alpha - [\gamma + \beta \cdot sign(\dot{x}_s(t) \cdot z(t))] \cdot |z(t)|^n] \tag{3.24}$$

Der Hysteresezustand weist eine Abhängigkeit zur Geschwindigkeit $\dot{x}_s(t)$ auf und führt vier weitere Modellparameter α, β, γ, n ein. Diese wurden für unterschiedliche Stahlseile und unterschiedliche Umlenkradien mithilfe experimenteller Vermessung von Spannungs-/Dehnungskurven bestimmt. Die durch genetische Algorithmen identifizierten Parameterräume können zur Parametrisierung anderer Systeme eingesetzt werden und bilden die Grundlage für die Anwendung des Modells.
Zudem ergab die Auswertung der Messergebnisse, dass das bislang aufgestellte Modell aus Gl. (3.23), um eine explizite Modellierung der Dämpfung mit $F_d = k_5 \dot{x}_s(t)$ zu erweitern ist, wodurch ein zehnter Modellparameter k_5 resultiert.

Reibmodell

Neben der Modellierung von Hystereseeigenschaften ergänzten Mysiaka et al. in [76] die Betrachtung um eine experimentelle Untersuchung der Reibeigenschaften von Umlenkrollen. Dazu wird das Modell zunächst um einen Reibterm F_r und den zuvor genannten Dämpfungsterm F_d erweitert:

$$F_s = F_h(x_s(t), \dot{x}_s(t), z(t)) + F_d(\dot{x}_s(t)) + F_r(x_s(t), \dot{x}_s(t)) \tag{3.25}$$

Die Modellierung des Reibungsterms verfolgt das Ziel die Parameterabhängigkeiten zu Verfahrgeschwindigkeit, Kabelzugspannung, Radius und Anzahl der Umlenkrollen sowie dem Umschlingungswinkel mithilfe eines abstrakten Modells abzubilden. Dies bietet den Vorteil einer vereinfachten Parametrisierung, die über einen zuvor empirisch identifizierten, globalen Parameterraum stattfinden kann. Bei der Untersuchung dieser Parameterabhängigkeiten unter Variation der Verfahrgeschwindigkeiten stellte sich heraus, dass viskose Anteile vernachlässigt werden können. Für die statischen Reibanteile wurde folgender Zusammenhang aufgestellt:

$$F_r = n_p \cdot \big((c_1 + c_3 \cdot (\alpha_U - 85°)) \cdot F_s + c_2\big) \cdot \text{sign}(\dot{x}_s(t)) \tag{3.26}$$

mit der Anzahl der Umlenkrollen n_p pro Kabelzugelement, dem Umschlingungswinkel α_U und den abstrakten Umlenkrollenparametern c_i, die die Größe und Reibwerte der Umlenkrollen bestimmen.

3.3 Zustandsraumdarstellung

Die Beschreibung von Systemen mithilfe von Zustandsgleichungen wird als Zustandsraumdarstellung bezeichnet. Zustandsgleichungen beschreiben das zeitliche Eingangs- und Ausgangsverhalten anhand von inneren Systemzuständen. Für physikalische Systeme bestehen diese Zustandsgleichungen aus Differentialgleichungen, die das Systemverhalten linearer, nichtlinearer sowie zeitvarianter und zeitinvarianter Phänomene beschreiben, [79].

3.3.1 Lineare Systeme

Falls ein lineares, zeitinvariantes System vorliegt oder ein nichtlineares System durch lineare Zustandsgleichungen angenähert wird, so kann das Systemverhalten über das folgende, fundamentale Blockschaltbild ausgedrückt werden, vgl. Abb. 3.2

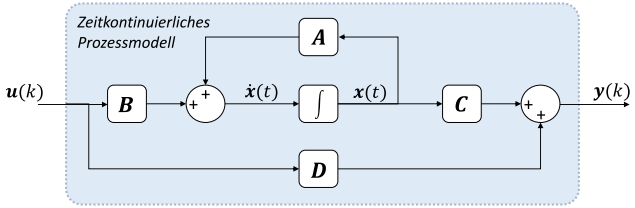


Abbildung 3.2: Zeitkontinuierliche Beschreibung eines linearen Systems in Form eines Zustandsraummodells

die abgebildete Zustandsraumbeschreibung entspricht den folgenden beiden Zustandsgleichungen:

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t) \tag{3.27}$$
$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t) \tag{3.28}$$
$$\tag{3.29}$$

dies entspricht einer zeitkontinuierlichen Beschreibung des Systems, bei der ein Zustandsvektor $\boldsymbol{x}$ eingeführt wurde, der die zeitabhängigen, inneren Systemzustände abbildet. Bei der oberen Gleichung handelt es sich um die Prozessbeschreibung, während die untere Gleichung als Messgleichung bezeichnet wird, die beschreibt, welche Ausgangsgrößen in Form von Messgrößen zur Verfügung stehen. Mit der Systemmatrix $\boldsymbol{A}$, der Eingangsmatrix $\boldsymbol{B}$, der Messmatrix $\boldsymbol{C}$ und der Durchgangsmatrix $\boldsymbol{D}$.

3.3.2 Zeitdiskretisierung

An realen Systemen existieren die Messgrößen und Systemzustände nicht in Form zeitkontinuierlicher Signale, da eine endliche Zeit für die Messumwandlung und Berechnung benötigt wird, [79]. Für die Messdatenerfassung wird von Abtast-Halte-Gliedern ausgegangen, die die kontinuierlichen Signale in festen Abtastintervallen $t = n \cdot T_S$ mit fester Schrittweite T_S abtasten und den abgetasteten Signalwert bis zum Ende des Intervalls beibehalten, vgl. Abb. 3.3.

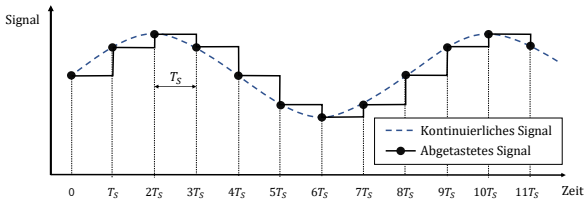


Abbildung 3.3: Abtastung eines kontinuierlichen Signals durch ein Abtast-Halte-Glied, in Anlehnung an [80]

Die Systembeschreibung aus Gl.(3.27) geht in das in Abb. 3.4 dargestellte zeitdiskrete Zustandsraummodell über:

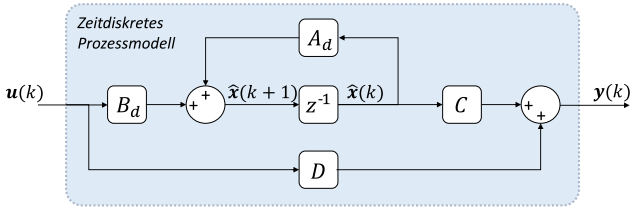


Abbildung 3.4: Zeitdiskrete Beschreibung eines linearen Systems in Form eines Zustandsraummodells

Dabei wurde der Integrator durch ein Verzögerungsglied z^{-1} ersten Grades ersetzt und die System- und Eingangsmatrix entsprechen den zeitdiskreten Matrizen $\boldsymbol{A}_d, \boldsymbol{B}_d$. Die Zustandsgleichungen ergeben sich zu:

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \underbrace{e^{\boldsymbol{A}\cdot T_S}}_{\boldsymbol{A}_d} \cdot \boldsymbol{x}(k) + \underbrace{\int_0^{T_S} e^{\boldsymbol{A}\tau} \cdot \boldsymbol{B} \cdot d\tau}_{\boldsymbol{B}_d} \cdot \boldsymbol{u}(k) \tag{3.30}$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{D} \cdot \boldsymbol{u}(k) \tag{3.31}$$

Diese gelten unter der Annahme, dass sich das abgetastete Signal im Zeitintervall T_S nicht verändert. Eine Herleitung dieser Diskretisierungsform ist in [80] zu finden, in der auch andere Diskretisierungsansätze wie die ideale Abtastung beschrieben werden.

Diskretisierung verrauschter Systeme

Bei der Beschreibung physikalischer Systeme können zwei Arten von Rauscheinflüssen unterschieden werden. Das Messrauschen, welches Ungenauigkeiten in der Messgrößenerfassung beschreibt, und das Prozessrauschen, welches verbleibende Abweichungen zwischen der Prozessmodellnäherung und dem realen System klassifiziert. Beide Rauscheinflüsse werden als Störgrößen betrachtet, die sich folgendermaßen auf das lineare Zustandsraummodell auswirken:

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{G}\boldsymbol{z}(t) \tag{3.32}$$
$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{v}(t) \tag{3.33}$$
$$\tag{3.34}$$

hierbei wurde das zeitkontinuierliche Prozessrauschen über den Vektor $\boldsymbol{z}(t)$ ausgedrückt, das über die Matrix $\boldsymbol{G}$ auf die Prozessgleichung eingekoppelt wird. Das Messrauschen wird durch $\boldsymbol{v}(t)$ beschrieben, dessen Rauschen sich direkt auf $y(t)$ auswirkt. Für die zeitdiskrete Form folgt:

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{A}_d \cdot \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{B}_d \cdot \boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{G}_d \cdot \boldsymbol{z}(k) \tag{3.35}$$
$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{D} \cdot \boldsymbol{u}(k) + \boldsymbol{v}(k) \tag{3.36}$$

Die Matrix $\boldsymbol{G}_d$ wird auch als Kovarianzmatrix des System-/Prozessrauschens bezeichnet und kann unter der Annahme von konstanten Werten innerhalb des Abtastintervalls T_s analog zu $\boldsymbol{B}_d$ berechnet werden:

$$\boldsymbol{G}_d = \int_0^{T_S} e^{\boldsymbol{A}\tau} \cdot \boldsymbol{G} \cdot d\tau \tag{3.37}$$

3.4 Kalman Filter

3.4.1 Klassischer Kalman Filter

Als klassischer Kalman Filter wird der 1960 vorgestellte und nach R.E. Kalman benannte Filter bezeichnet, der sich für lineare Systeme eignet [81]. Kalman Filter verbinden Systemtheorie und Stochastik, wodurch zum ersten Mal eine Berücksichtigung von fehlerbehafteten Messgrößen ermöglicht wurde. Über die Beschreibung des Streckenverhaltens anhand von linearen Systemen unter der Annahme eines bekannten System- und Messrauschens wird mithilfe der zeitvarianten Kalmanverstärkung eine optimale Schätzung durch Minimierung der Errorkovarianzen erzielt, vgl. [82].
Der Filter entspricht einem linearen Beobachter und besitzt folgenden Aufbau, vgl. Abb. 3.5:

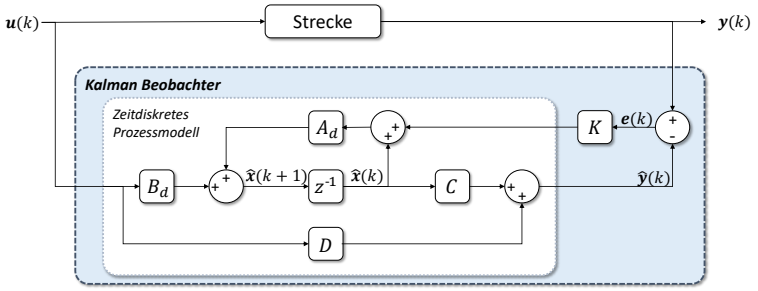


Abbildung 3.5: Aufbau des linearen Beobachters mit Kalman Rückführmatrix

Zur Berechnung der Kalmanverstärkung K wurde von R.E. Kalman ein zweistufiges Verfahren aufgestellt, das einen Prädiktions- und einen Korrekturschritt unterscheidet. Im Prädiktionsschritt wird die Kovarianzmatrix des Prozessrauschens $\boldsymbol{P}(k+1)$ und die Systemzustände des nächsten Zeitschritts $\boldsymbol{x}(k+1)$ berechnet:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = \boldsymbol{A}_d \cdot \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{B}_d \cdot \boldsymbol{u}(k) \tag{3.38}$$

$$\boldsymbol{P}(k+1) = \boldsymbol{A}_d \cdot \boldsymbol{P}(k) \cdot \boldsymbol{A}_d^T + \boldsymbol{G}_d \cdot \boldsymbol{Q}(k) \cdot \boldsymbol{G}_d^T \tag{3.39}$$

$$\tag{3.40}$$

mit den zeitdiskreten Systemmatrizen $\boldsymbol{A}_d, \boldsymbol{B}_d$, dem Systemrauschen $\boldsymbol{Q}(k) = \mathrm{var}(z(k))$ und der zeitdiskreten Einkopplungsmatrix $\boldsymbol{G}_d$.
Für den Korrekturschritt folgt:

$$\boldsymbol{K}(k) = \boldsymbol{P}(k) \cdot \boldsymbol{C}^T \cdot \left(\boldsymbol{C} \cdot \boldsymbol{P}(k) \cdot \boldsymbol{C}^T + \boldsymbol{R}(k)\right)^{-1} \tag{3.41}$$

$$\boldsymbol{x}(k) = \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{K}(k) \cdot \underbrace{\left(\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k) - \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(k)\right)}_{\boldsymbol{e}(k)} \tag{3.42}$$

$$\boldsymbol{P}(k) = \left(\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k) \cdot \boldsymbol{C}\right) \cdot \boldsymbol{P}(k) \tag{3.43}$$

mit der Konvarianzmatrix des Messrauschens $\boldsymbol{R}(k) = \mathrm{var}(\boldsymbol{v}(k))$ und dem Beobachterfehler $\boldsymbol{e}(k)$.
Die Gleichungen gelten unter der Voraussetzung, dass keine Korrelation zwischen dem Schätzfehler $\boldsymbol{e}(k)$ und dem Systemrauschen $\boldsymbol{z}(k)$ sowie dem Messrauschen $\boldsymbol{v}(k)$ existiert. Außerdem muss das Messrauschen und der Schätzfehler mittelwertfrei sein, wodurch beide Erwartungswerte Null entsprechen [80].

3.4.2 Extended Kalman Filter

Mit dem Extended Kalman Filter (EKF) erfolgte 1985 von Leonard et al. eine Erweiterung des klassischen Kalmanfilters auf nichtlineare Prozessmodelle, die im Zuge des Luft- und Raumfahrteinsatzes entstand, [83]. Das Verfahren beruht auf einer kontinuierlichen Linearisierung des nichtlinearen Prozessmodells in der Umgebung der geschätzten Systemzustände, sodass eine für den klassischen Kalmanfilter geeignete Repräsentation des Systems entsteht. Zur Linearisierung können eine Vielzahl von Verfahren eingesetzt werden und es existieren vielfältige Derivate des EKF. Aufgrund der nachträglichen Linearisierung ist der Aufbau der Kalmankorrektur identisch zu Abb. 3.5.

Das Zustandsraummodell eines zeitdiskreten, nichtlinearen Systems mit additivem Prozess- und Messrauschen $\boldsymbol{q}(k), \boldsymbol{r}(k)$ kann mithilfe von zwei nichtlinearen Vektorfunktionen ausgedrückt werden:

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{f}_{nl}\big(\boldsymbol{x}(k), \boldsymbol{u}(k)\big) + \boldsymbol{q}(k) \tag{3.44}$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{g}_{nl}\big(\boldsymbol{x}(k), \boldsymbol{u}(k)\big) + \boldsymbol{r}(k) \tag{3.45}$$

Das Verfahren kann in drei Teile, einem einmaligen Initialisierungsschritt, den Prädiktionsschritten und den Updateschritten unterteilt werden. Bei dem Initialisierungsschritt werden der Zustandsvektor und die Kovarianzmatrix des Schätzfehlers auf ihre Anfangswerte gesetzt:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(0) = E(\boldsymbol{x}(0)) \tag{3.46}$$

$$\hat{\boldsymbol{P}}(0) = E(\boldsymbol{x}(0) - \hat{\boldsymbol{x}}(0)) \cdot E(\boldsymbol{x}(0) - \hat{\boldsymbol{x}}(0))^T \tag{3.47}$$

$$\tag{3.48}$$

Hierbei entsprechen die Erwartungswerte einer a-priori Schätzung, bevor Messwerte zur Verfügung stehen. Da bei dem Ausgangssystem von einem nichtlinearen System auszugehen ist, besitzen die nachfolgend linearisierten Zustände, je nach vorliegender Nichtlinearität des Systems, nur in direkter Umgebung der Momentanzustände Gültigkeit. Deshalb ist das Verfahren besonders sensitiv gegenüber Initialisierungsfehlern.
Nach der Initialisierung werden zunächst die Ableitungen der nichtlinearen Messfunktion $\boldsymbol{g}_{nl}$ nach den Zuständen $\boldsymbol{x}$ und dem Messrauschen $\boldsymbol{r}$ um den aktuellen Zustand $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$ herum bestimmt:

$$\boldsymbol{C}(k) = \frac{\partial g}{\partial x}\Big|_{\hat{\boldsymbol{x}}(k)} \tag{3.49}$$

$$\boldsymbol{S}(k) = \frac{\partial g}{\partial r}\Big|_{\hat{\boldsymbol{x}}(k)} \tag{3.50}$$

Bei einem Systemgrad von $n > 1$ entsprechen die Ableitungen Jakobimatrizen, die entweder analytisch oder numerisch bspw. mithilfe der Taylorapproximation berechnet werden können. Üblicherweise wird die Näherung nach der Ableitung ersten Grades abgebrochen. Anschließend kann der Korrekturschritt zu den Zuständen des letzten Zeitschritts ausgeführt werden:

$$\boldsymbol{K}(k) = \boldsymbol{P}(k) \cdot \boldsymbol{C}(k)^T \cdot \big(\boldsymbol{C}(k) \cdot \boldsymbol{P}(k) \cdot \boldsymbol{C}(k)^T + \boldsymbol{S}(k) \cdot \boldsymbol{R}(k) \boldsymbol{S}(k)^T\big)^{-1} \tag{3.51}$$

$$\boldsymbol{x}(k) = \boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{K}(k) \cdot \big(\underbrace{\boldsymbol{y}(k) - \boldsymbol{g}_{nl}(\hat{\boldsymbol{x}}(k), \boldsymbol{u}(k))}_{\boldsymbol{e}(k)}\big) \tag{3.52}$$

$$\boldsymbol{P}(k) = \big(\boldsymbol{I} - \boldsymbol{K}(k) \cdot \boldsymbol{C}(k)\big) \cdot \boldsymbol{P}(k) \tag{3.53}$$

Als Nächstes werden die Ableitungen der nichtlinearen Prozessfunktion $\boldsymbol{f}_{nl}$ nach den Zuständen $\boldsymbol{x}$ und dem additiven Systemrauschen $\boldsymbol{Q}$ um den aktuellen Zustand $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$ herum bestimmt:

$$\boldsymbol{A}(k) = \frac{\partial f}{\partial x}\Big|_{\hat{\boldsymbol{x}}(k)} \tag{3.54}$$

$$\boldsymbol{G}(k) = \frac{\partial f}{\partial q}\Big|_{\hat{\boldsymbol{x}}(k)} \tag{3.55}$$

Mit diesen kann der Prädiktionsschritt erfolgen, in welchem die Zustände $\hat{\boldsymbol{x}}(k+1)$ und Kovarianzmatrix des Schätzfehlers $\boldsymbol{P}(k+1)$ des nächsten Zeitschritts prognostiziert werden:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = \boldsymbol{f}_{nl}(\hat{\boldsymbol{x}}(k), \boldsymbol{u}(k)) \tag{3.56}$$

$$\boldsymbol{P}(k+1) = \boldsymbol{A}(k) \cdot \boldsymbol{P}(k) \cdot \boldsymbol{A}(k)^T + \boldsymbol{G}(k) \cdot \boldsymbol{Q}(k) \cdot \boldsymbol{G}(k)^T \tag{3.57}$$

$$\tag{3.58}$$

die Ergebnisse können anschließend im Korrekturschritt des nächsten Zeitschritts in Gl.(3.53) eingesetzt werden, wodurch sich der Zyklus wiederholt. Der Extended Kalman Filter besitzt heutzutage weitreichende Anwendungen, vgl. [84], [85].

3.4.3 Unscented Kalman Filter

Der 1997 von [86] vorgestellte Unscented Kalman Filter (UKF), der sich für nichtlineare Prozessmodelle eignet, stellt ein weiteres Derivat aus der Familie der Kalmanfilter dar. Bei diesem erfolgt eine Schätzung der Mittelwerte und Kovarianzen der Systemzustände auf Basis der Unscented Transformation (UT). Diese beschreibt die mehrfache Anwendung des nichtlinearen Prozessmodells auf eine Wolke an Ausgangszuständen und der Überführung der transformierten Wolke in einen neuen Mittelwert mit bekannter Varianz. Deshalb werden mehrere Punkte benötigt, um die Bildung einer aussagekräftigen Varianz zu gewährleisten, vgl. Abb. 3.6.

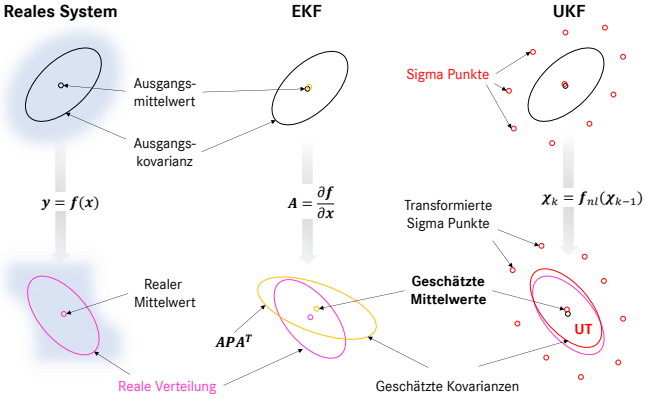


Abbildung 3.6: Vergleich zwischen der Propagation der Mittelwerte und Kovarianzen zwischen tatsächlichem Prozess, EKF und Unscented Transformation, in Anlehnung an [87]

Die Wolke an Systemzuständen wird auch als Sigma-Punkt-Wolke bezeichnet, die folgendermaßen aus den beobachteten Zuständen $\boldsymbol{x}(\hat{x})$ zum Zeitpunkt k berechnet werden kann:

$$\boldsymbol{\mathcal{X}}_{0,k-1} = \hat{\boldsymbol{x}}_{k-1} \tag{3.59}$$

$$\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k-1} = \hat{\boldsymbol{x}}_{k-1} + (\sqrt{(n+\kappa)\cdot \hat{\boldsymbol{P}}_{x,k-1}})_i \quad \text{for} \quad i = 1, ..., n \tag{3.60}$$

$$\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i+n,k-1} = \hat{\boldsymbol{x}}_{k-1} - (\sqrt{(n+\kappa)\cdot \hat{\boldsymbol{P}}_{x,k-1}})_{i-n} \quad \text{for} \quad i = n+1, ..., 2n \tag{3.61}$$

Somit ergeben sich für ein System mit n Zuständen insgesamt $2n+1$ Sigmapunkte. Die Sigmapunkte werden aus der Kovarianzmatrix der Systemzustände $\boldsymbol{P}(k)$ und dem Skalierungsparameter κ berechnet. Bei dem Skalierungsparameter handelt es sich um einen einstellbaren Wert, der auf den Prozess anzupassen ist und die Spreizung der Sigmapunkte um den Ausgangspunkt definiert.

Ausgehend von einem zeitdiskreten, nichtlinearen System mit additivem Prozess- und Messrauschen $\boldsymbol{q}(k), \boldsymbol{r}(k)$:

$$\boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{f}_{nl}\big(\boldsymbol{x}(k), \boldsymbol{u}(k)\big) + \boldsymbol{q}(k) \tag{3.62}$$

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{g}_{nl}\big(\boldsymbol{x}(k), \boldsymbol{u}(k)\big) + \boldsymbol{r}(k) \tag{3.63}$$

Können die mit Gl.(3.59)-Gl.(3.61) gebildeten Sigma-Punkte $\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k-1}$ nacheinander in die nichtlineare Prozessfunktion $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})$ eingesetzt werden.

$$\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k} = \boldsymbol{f}_{nl}(\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k-1}, \boldsymbol{u}_k) \tag{3.64}$$

wodurch sich die transformierten Sigmapunkte des nächsten Zeitschritts ergeben $\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k}$.
Die Sigma-Gewichte sind dabei folgendermaßen definiert:

$$W_0 = \frac{\kappa}{(n+\kappa)} \tag{3.65}$$

$$W_i = \frac{0.5}{(n+\kappa)} \qquad i = 1, ..., 2n \tag{3.66}$$

Bei nicht-gaußschen Kovarianzverteilungen der Zustandsvektoren existieren weitere Ansätze zur Sigmapunktberechnung wie die generalisierte UT nach [88], die auch in Präsenz starker Nichtlinearitäten vorteilhaft erscheint.
Aus den transformierten Sigmapunkten kann der neue Zustandsmittelwert $\tilde{\boldsymbol{x}}_k$ berechnet werden:

$$\tilde{\boldsymbol{x}}_k = \sum_{i=1}^{2n} W_i \cdot \boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k} \tag{3.67}$$

Mit der Kovarianzmatrix der transformierten Punkte $\tilde{\boldsymbol{P}}_{x,k}$:

$$\tilde{\boldsymbol{P}}_{x,k} = \sum_{i=1}^{2n} W_i \cdot [\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k} - \tilde{\boldsymbol{x}}_k] \cdot [\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k} - \tilde{\boldsymbol{x}}_k]^T + \boldsymbol{Q}_k \tag{3.68}$$

und der Kovarianzmatrix des Systemrauschens $\boldsymbol{Q}_k$.
Ebenso können die transformierten Messwerte $\boldsymbol{\mathcal{Y}}_{i,k}$ durch aufeinanderfolgende Anwendung der Sigmapunkte $\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k}$ auf die nichtlineare Messfunktion $\boldsymbol{g_{nl}}$ gefunden werden:

$$\boldsymbol{\mathcal{Y}}_{i,k} = \boldsymbol{g}_{nl}(\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k}, \boldsymbol{u}_k) \tag{3.69}$$

Für die transformierten Mittelwerte $\tilde{\boldsymbol{y}}_k$ und Kovarianzen $\tilde{\boldsymbol{P}}_{y,k}$ folgt:

$$\tilde{\boldsymbol{y}}_k = \sum_{i=1}^{2n} W_i \cdot \boldsymbol{\mathcal{Y}}_{i,k} \tag{3.70}$$

$$\tilde{\boldsymbol{P}}_{y,k} = \sum_{i=1}^{2n} W_i \cdot [\boldsymbol{\mathcal{Y}}_{i,k} - \tilde{\boldsymbol{y}}_k] \cdot [\boldsymbol{\mathcal{Y}}_{i,k} - \tilde{\boldsymbol{y}}_k]^T + \boldsymbol{R}_k \tag{3.71}$$

mit der additiven Kovarianzmatrix $\boldsymbol{R}_k$ des Messrauschens.
Für die Kovarianzmatrix der transformierten Zustands- und Messwertmittelwerte $\tilde{\boldsymbol{P}}_{x,y,k}$ folgt:

$$\tilde{\boldsymbol{P}}_{x,y,k} = \sum_{i=1}^{2n} W_i \cdot [\boldsymbol{\mathcal{X}}_{i,k} - \bar{\boldsymbol{x}}_k] \cdot [\boldsymbol{\mathcal{Y}}_{i,k} - \bar{\boldsymbol{y}}_k]^T \tag{3.72}$$

Dies stellt den letzten Schritt der Unscented Transformation dar. Mit den bekannten Mittelwerten und Kovarianzverteilungen kann die Kalman-Korrektur bestimmt werden.
Die Kalmanverstärkung kann durch Invertierung der Messvarianzmatrix $\boldsymbol{P}_y$ und Multiplikation mit der Kovarianzmatrix $\boldsymbol{P}_{x,y}$ berechnet werden:

$$\boldsymbol{K}_k = \tilde{\boldsymbol{P}}_{x,y,k} \cdot \tilde{\boldsymbol{P}}_{y,k}^{-1} \tag{3.73}$$

Zur Korrektur der geschätzten Zustandsmittelwerte $\bar{\boldsymbol{x}}_k$ wird die Kalmanverstärkung $\boldsymbol{K}_k$ mit dem Beobachterfehler multipliziert:

$$\hat{\boldsymbol{x}}_k = \bar{\boldsymbol{x}}_k + \boldsymbol{K}_k \cdot (\tilde{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{k}} - \hat{\boldsymbol{y}}_{\boldsymbol{k}}) \tag{3.74}$$

Die korrigierte Zustandskovarianzmatrix $\hat{\boldsymbol{P}}_k$ ergibt sich zu:

$$\hat{\boldsymbol{P}}_k = \tilde{\boldsymbol{P}}_{x,k} - \boldsymbol{K}_k \cdot \tilde{\boldsymbol{P}}_{y,k} \cdot \boldsymbol{K}_k^T \tag{3.75}$$

welche im nächsten Zeitschritt zur Bildung der Sigmapunkte verwendet wird.
Weiterführende Literatur zu Anwendung und Aufbau von Unscented Kalman Filtern, vgl. [89],[90],[87].
Ein Vergleich zwischen den Vor- und Nachteilen einer Extended-/Unscented-Kalman-Filterung ist in [91] durchgeführt.

3.5 Lernfähige Beobachter

Modellbasierte Beobachter sind in der Lage, den zeitlichen Verlauf sämtlicher nicht gemessener Systemzustände eines physikalischen Systems anhand vorliegender Messgrößen zu ermitteln. Hierzu wird ein Modell des physikalischen Systems aufgestellt, dessen Zustände über eine Rückführung des Beobachterfehlers korrigiert werden, vgl. Abb. 3.5. Ohne diese Korrektur wäre ein Integrationsdrift der beobachteten Systemzustände selbst bei kleinen Modellungenauigkeiten schon über kurzen Zeitabständen zu erwarten.
Die Auslegung solcher optimaler Rückführmatrizen, wie der Kalmanverstärkung, basiert auf dem Aufbau des geschlossenen Rückführkreises sowie den Parameterwerten des Prozess- oder Streckenmodells. Nur über eine vollständige Beschreibung des Systems, die bei Kalmanfiltern um Modell- und Messunsicherheiten ergänzt werden, kann eine schlüssige Berechnung optimaler Verstärkungen des Beobachterfehlers erfolgen. Solche klassischen Beobachtersysteme sind in der Lage, Modellabweichungen und Zustandsdrifts bis zu einem gewissen Grad auszugleichen. Für lineare Ausgangssysteme kann die Stabilität der Schätzung durch Polplatzierung im Beobachterentwurf berücksichtigt werden und anhand von Stabilitätskriterien bewiesen werden, [92].
Im Fall von größeren Modellungenauigkeiten können jedoch Instabilitäten entstehen, die das Schätzergebnis entweder temporär oder permanent beeinträchtigen. Solche Modellungenauigkeiten können aus fehlenden Streckenanteilen, unbekannten oder zeitveränderlichen Parameterwerten resultieren, die in der Modellbildung aufgrund fehlender Streckenkenntnis nicht ausreichend berücksichtigt werden. An mechanischen Systemen treten solche Unsicherheiten insbesondere in Form von zeitveränderlichem Reibverhalten auf, zu welchem oft keine exakten Parameterwerte vorliegen. Des Weiteren kann sich die Modellierung dieser Nichtlinearitäten aufgrund unbekannter Funktionsverläufe schwierig gestalten.
Lernfähige Beobachter basieren auf einer Nachidentifikation von Streckenanteilen. Dabei werden unbekannte Streckenanteile durch Funktionsapproximatoren ersetzt, die einen linearen oder nichtlinearen Verlauf mit ein- oder mehrdimensionalen Parameterabhängigkeiten wiedergeben können. Unter der Voraussetzung von beobachtbaren Approximationsfehlern kann durch Anwendung eines Lerngesetzes eine kontinuierliche Anpassung des Streckenmodells erfolgen.

3.5.1 Statische Funktionsapproximation

Bereits bei der Modellierung physikalischer Systeme werden Parameter- und Zustandsabhängigkeiten des Gesamtsystems, einzelner Teilsysteme und/oder dynamischer Effekte offensichtlich. Für diese Streckenanteile wird ein fester Zusammenhang zwischen dem Parameterraum des Modells und seinen Ausgangssignalen angenommen. Ein Beispiel sind die Modelle viskoser Reibung, die als lineare Funktion in Abhängigkeit eines Reibkoeffizienten und einer Relativgeschwindigkeit definiert werden. Auch nichtlineare Funktionen wie der Stribeckreibverlauf weisen eine solche Abhängigkeit zu ihren Eingangsparametern auf, vgl. Abs. 3.2.1. Bei diesen Verläufen ist es möglich, den Parameterkombinationen einen eindeutigen Ausgangswert zuzuordnen. Das Ausgangsverhalten besitzt ein wiederholbares, deterministisches Muster.
Der Funktionsverlauf kann als statisch gegenüber seinem Parameterraum betrachtet werden. Die Approximation eines solchen statischen Funktionsverlaufs ist durch Stützstellenverteilung über dem Parameterraum und Interpolation zwischen den identifizierten Funktionswerten möglich. Identifikationsverfahren, die eine Näherungslösung für diese statischen Funktionen bieten, werden als statische Funktionsapproximation bezeichnet, vgl. [93].
Zu den statischen Funktionsapproximatoren zählen insbesondere Lookuptabellen, Polynome, Spline-Ansätze und Unterarten von neuronalen Netzen. Eine Übersicht verschiedener Approximationsmethoden ist in Abb. 3.7 dargestellt.

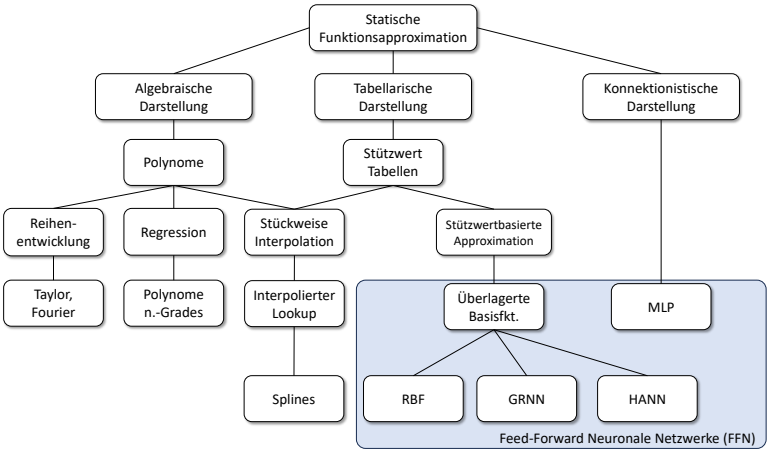


Abbildung 3.7: Mögliche Gliederung von Statischen Funktionsapproximatoren in Anlehnung an [94]

Die Unterteilung erfolgt in drei Hauptkategorien, den algebraischen, den tabellarischen sowie den konnektionistischen Approximatoren, und entspricht einer möglichen Aufteilung, die die Unterschiede verschiedener Verfahren hervorhebt. Zu Ersteren zählen Polynome und Reihenentwicklungen, die linear von einer Reihe an Koeffizienten abhängen. Eine Eigenschaft dieser Approximationsverfahren ist, dass sämtliche Koeffizienten eine globale Auswirkung auf den Funktionsverlauf besitzen.
Bei den tabellarischen Approximationsverfahren werden Funktionswerte in meist äquidistanten Abständen über dem Eingangsraum hinterlegt. Diese werden in Form von Lookuptabellen gespeichert, über die eine Interpolation zwischen den hinterlegten Funktionswerten möglich ist. Ein Nachteil ist der hohe Speicheraufwand sowie das begrenzte Extrapolationsvermögen außerhalb des vermessenen Funktionsintervalls. Splines bilden eine hybride Lösung, bei der tabellarisch aufgeführte Stützstellen durch einen algebraischen Zusammenhang interpoliert werden, der weitere Randbedingungen zur Differenzierbarkeit des resultierenden Funktionsverlaufs aufweisen kann.
Bei diesen Verfahren wurden die hinterlegten Funktionswerte als Fixwerte angenommen, die von dem Funktionsverlauf einzuhalten sind. Eine andere Möglichkeit besteht in der Funktionsregression oder stützwertbasierten Approximation, die den Approximationsfehler zwischen sämtlichen Stützstellen minimiert. Hierbei kann nicht garantiert werden, dass die Funktion durch die hinterlegten Stützwerte verläuft. Zu diesen Verfahren zählt die Approximation anhand von überlagerten Basisfunktionen, die in verschiedenen neuronalen Netzen, wie den Netzen mit radialen Basisfunktionen (RBF) Anwendung findet. Bei diesen werden über dem Eingangsraum verteilte Aktivierungsfunktionen verwendet, die einen lokalen Zusammenhang zum Funktionsverlauf aufweisen. Dies gewährleistet eine schnelle Konvergenz und ein Glättungsverhalten, das aus der Überlagerung benachbarter Aktivierungsfunktionen resultiert. Weitere Vertreter sind die General-Regression-Netze (GRNN), die sich durch ihr Extrapolationsverhalten von den RBF-Netzen unterscheiden sowie die harmonisch-aktivierten Netze (HANN), die sich für periodische Funktionen eignen, vgl. [95].
Zu den konnektionistischen Approximatoren zählen mehrschichtige neuronale Netze (MLP), die sich durch große Eingangsräume auszeichnen, die beliebige Eingangsdimensionen abbilden können. Ein Nachteil ist die geringe Interpretierbarkeit der sich einstellenden Gewichte, wodurch diese ein abstraktes Modell bilden.
Die aufgeführten neuronalen Netze gehören zur Klasse der Feed-Forward Netzwerke, bei denen der Signalfluss ausschließlich in eine Richtung innerhalb der Netzstruktur erfolgt. Im Gegensatz hierzu stehen rekurrente neuronale Netze, die eine Rückkopplung von Ausgangswerten einzelner

Schichten auf ihre Eingangsräume aufweisen. Die Rückkopplung ermöglicht die zeitliche Progression von Zuständen und kann als Speicherverhalten oder Gedächtnis des Netzes interpretiert werden. Den Grundbaustein der vorgestellten Netze bildet das 1958 vorgestellte Perzeptron Modell von F. Rosenblatt, [96].

RBF-Strukturen

Bei Perzeptron-Netzwerken werden Aktivierungsfunktionen $\mathcal{A}_i$ eingesetzt, die den Aktivierungszustand einzelner Neuronen bestimmen, vgl. [97].
Im Fall von RBF-Netzen sind die Aktivierungsfunktionen über dem Eingangsraum u verteilt und weisen vorrangig lokale Verstärkungen auf. Eine beispielhafte Verteilung ξ von gaußschen Aktivierungsfunktionen eines RBF-Netzes ist in Abb. 3.8 dargestellt:

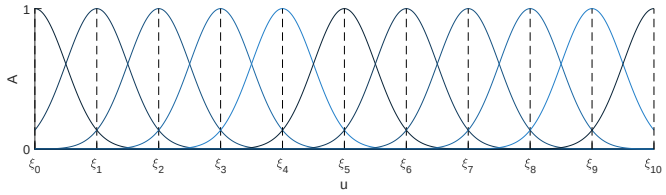


Abbildung 3.8: Überlagerung radialer Basisfunktionen mit äquidistanter Verteilung und geringer Spreizung

Als Aktivierungsfunktionen werden radiale, ursprungssymmetrische Basisfunktionen verwendet, die sich aus dem Abstand $r = \xi - u$ zu einem Ursprungspunkt ξ definieren. Für diese Art von Aktivierungsfunktionen $\mathcal{A}$ gilt der Zusammenhang $\mathcal{A}(r) = \mathcal{A}(\|r\|)$. Aufgrund ihrer Überlappungseigenschaften und der sehr guten Differenzierbarkeit kommen vorrangig Gaußsche Glocken zum Einsatz. Allerdings existieren weitere Vertreter wie die multiquadratischen Basisfunktionen, vgl. Tab. 3.1:

Typ	Variante	Allgemein
Gauß'sche Glocke (GS)	$e^{-0.5(r/\sigma)^2}$	$e^{-(\alpha r)^2}$
Multiquadratisch (MQ)	$\sqrt{1+(\alpha r)^2}$	$(1+\alpha^2 r^2)^\beta$
Invers Multiqudaratisch (IMQ)	$\frac{1}{\sqrt{1+(\alpha r)^2}}$	
Invers Quadratisch (IQ)	$\frac{1}{1+(\alpha r)^2}$	

Tabelle 3.1: Typen radialer Basisfunktionen

Die Ansätze wurden mit einem Skalierungsfaktor α oder σ dargestellt, der maßgeblich die Ausdehnung oder Spreizung der Basisfunktion beeinflusst. Ein Vergleich der Ansätze ist in Abb. 3.9 für zwei unterschiedliche Spreizungen σ dargestellt.

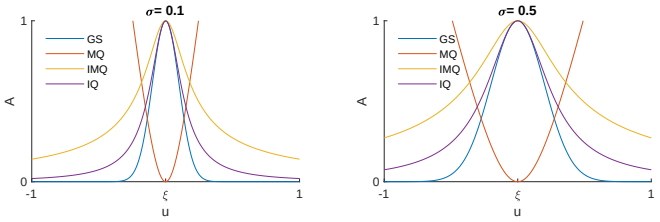


Abbildung 3.9: Funktionsverlauf verschiedener radialer Basisfunktionen für $\sigma = 0.1$

Im Vergleich zur Gaußschen Glocke weisen die multiquadratischen Ansätze eine breitere Basis auf, wodurch über dem gesamten Eingangsraum höhere Überlappungen mit den Nachbarfunktionen resultieren.
Als Nächstes werden die einzelnen Aktivierungsfunktionen $\mathcal{A}_i$ in einem Vektor $\boldsymbol{A}$ zusammengefasst:

$$\boldsymbol{A} = \Big[\mathcal{A}_1,\ \mathcal{A}_2\ ..\ \mathcal{A}_n\Big] \tag{3.76}$$

Der Ausgang des RBS-Netzes y wird durch Multiplikaton der einzelnen Aktivierungen mit einem neuronalen Gewicht θ_i und Summation berechnet:

$$y = \sum_i \mathcal{A}_i(u) \cdot \theta_i = \boldsymbol{A} \cdot \boldsymbol{\Theta}^T \qquad \boldsymbol{\Theta} = [\theta_1,\ \theta_2\ ..\ \theta_n] \tag{3.77}$$

die Summation entspricht einer Überlagerung aller Basisfunktionen, wodurch ein Skalarwert am Ausgang resultiert. Bei geringen Überlappungswerten ergibt sich das Gewicht θ_i für $u_i = \xi_i$ als Ausgangswert. Somit bilden RBF-Netze eine starke Korrelation zwischen den Ausprägungen des Funktionsverlaufs und den lokalen Gewichten ab, wodurch eine hohe Interpretierbarkeit und schnelles Erlernen der Gewichte erzielt wird. In Abb. 3.10 ist der Aufbau von RBF-Netzen dargestellt:

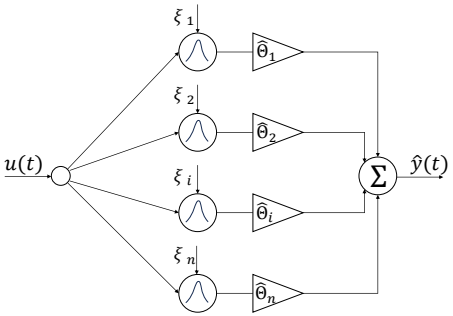


Abbildung 3.10: Struktureller Aufbau von RBF-Netzen

Bei äquidistanter Verteilung der Basisfunktionen erweist sich eine Normierung der Spreizung auf den Abstand der Basisfunktionen $\Delta\xi$ als sinnvoll:

$$\mathcal{A}_{\mathrm{rbf},i}(u) = e^{-\frac{r^2}{2\sigma_n \cdot \Delta\xi^2}} \qquad \sigma_n = \frac{\sigma}{\Delta\xi} \tag{3.78}$$

Eine Sonderform von RBF-Netzen stellt das GRNN-Netz nach [98] dar, das sich durch seine normierten Aktivierungsfunktionen von anderen RBF-Netzen unterscheidet:

$$\mathcal{A}_{\mathrm{grnn},i}(u) = \frac{\mathcal{A}_{\mathrm{rbf},i}(u)}{\sum_j^n \mathcal{A}_{\mathrm{rbf},j}(u)} \tag{3.79}$$

Für das GRNN-Netz gilt:

$$\sum_j^n \mathcal{A}_{\mathrm{grnn},i}(u) = 1 \tag{3.80}$$

Der Netzausgang berechnet sich nach Gl.(3.77) durch Multiplikation der neuen Aktivierungsfunktionen mit den neuronalen Gewichten, vgl. Abb. 3.11

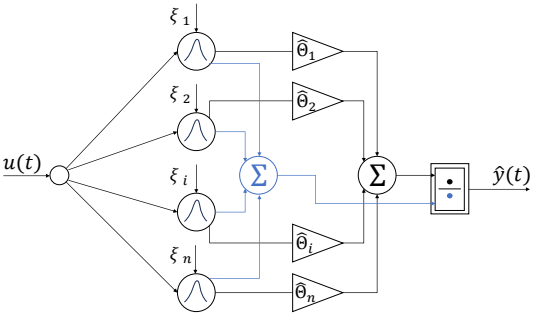


Abbildung 3.11: Aufbau von GRNN-Netzen

Bei GRNN-Netzen handelt es sich um normierte RBF-Netze:

$$y = \sum_i \mathcal{A}_{\mathrm{grnn},i}(u) \cdot \theta_i \tag{3.81}$$

Die besondere Eigenschaft von GRNN-Netzen ist das Extrapolationsverhalten im Randbereich der ξ-Verteilung. vgl. Abb. 3.12.

Da die Summe der Aktivierungen stets Eins ergibt, findet außerhalb des ξ-Bereichs eine nahezu konstante Extrapolation des letzten neuronalen Gewichtes statt. Je nach Anwendungsfall kann dies für die Stabilität der Schätzung von Bedeutung sein, die ohne den Einsatz weiterer Basisfunktionen gewährleistet werden kann.

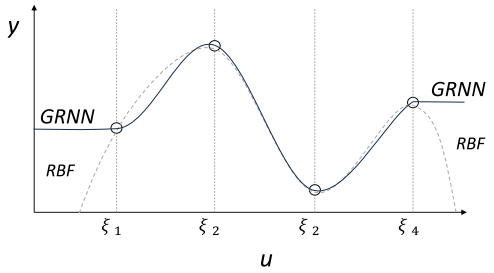


Abbildung 3.12: Extrapolationseigenschaft von GRNN-Netzen

Lernverfahren

Damit eine Approximation von Funktionsverläufen erfolgen kann, ist eine zielgerichtete Identifikation oder Anpassung der neuronalen Gewichte erforderlich. Die Ausgangsgleichung des neuronalen Netzausgangs wird zum Schätzwert $\hat{y}$:

$$\hat{y} = \sum_i \mathcal{A}_{\mathrm{grnn},i}(u) \cdot \theta_i \tag{3.82}$$

Als Nächstes wird der Approximationsfehler e eingeführt:

$$e(u) = \hat{y}(u) - y(u) \tag{3.83}$$

Für den quadratischen Fehler folgt:

$$E(u) = \frac{1}{2}e^2 = \frac{1}{2}\left(\sum_i \mathcal{A}_{\mathrm{grnn},i}(u) \cdot \theta_i - y(u)\right)^2 \tag{3.84}$$

Die Ausgangsgleichung besitzt die Eigenschaft, linear in den gesuchten Parametern $\boldsymbol{\theta}$ vorzuliegen. Falls eine Reihe an Referenzmesspunkten (u,y) existiert, könnte eine optimale Minimierung des Schätzfehlers nach der Methode der kleinsten Fehlerquadrate erfolgen. Ein Nachteil ist, dass ein hoher Rechen-/Speicheraufwand sowie eine umfangreiche Anregung des gesamten Eingangsraums benötigt wird, um sämtliche Gewichte mit einer ausreichenden Konditionierung der Identifikationsmatrizen zu identifizieren.
Anstelle einer Identifikation kann auch eine schrittweise Adaption der Gewichte mithilfe eines Gradientenabstiegs erfolgen. Dazu wird die Ableitung des Schätzfehlers nach den Gewichten Θ berechnet:

$$\frac{\partial E(u)}{\partial \Theta} = \boldsymbol{A} \cdot e \tag{3.85}$$

Dies drückt den Einfluss der einzelnen Gewichte auf den momentanen Fehler aus und gibt die Richtung des Gradientenabstiegs vor. Um kleiner werdende Fehler zu gewährleisten, wird als Adaptionsrichtung ein negatives Vorzeichen gewählt:

$$\frac{\partial \Theta}{\partial t} = -\boldsymbol{A} \cdot e \tag{3.86}$$

Durch Einführen einer Lernrate η und eines Momentum-Terms mit dem Koeffizienten α kann die Geschwindigkeit sowie das Beschleunigungsverhalten der Gewichtsadaption eingestellt werden:

$$\theta(k+1) = \theta(k) - \underbrace{\eta \cdot \boldsymbol{A}(k) \cdot e(k) + \alpha \cdot \Delta\theta(k-1)}_{\Delta\theta(k)} \tag{3.87}$$

Es kann gezeigt werden, dass der Gradientenabstieg nach Lyapunov stabil ist und dass die Parameter bei ausreichender Anregung gegen die tatsächlichen Werte konvergieren, vgl.[94]. Der Gradientenabstieg bietet den Vorteil eines rechenschonenden Trainings, das zu einer schrittweisen lokalen Verkleinerung des Restfehlers führt. Je geringer die Überlappung zu den Nachbarfunktionen, desto schneller ist eine Konvergenz der einzelnen Gewichte möglich.
In Abb. 3.13 ist die Identifikation eines Stribeckverlaufs für ein Netz aus 100 Neuronen mit dem Gradientenabstieg und der Methode der kleinsten Fehlerquadrate (Least-Square) dargestellt, vgl. Abs. 3.2.1.

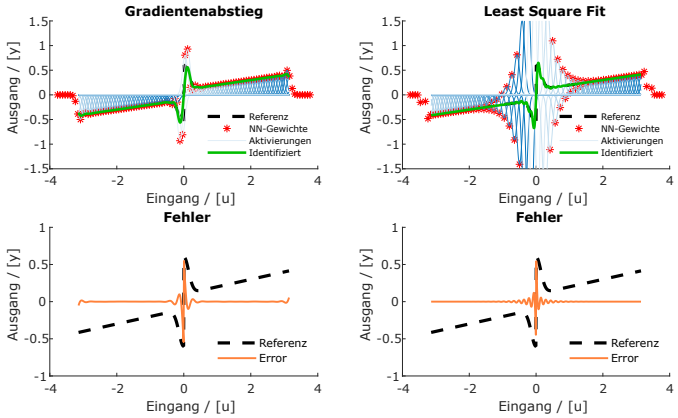


Abbildung 3.13: Identifikationsergebnis einen Stribeckverlaufs mit Sprung im Nulldurchgang per Gradientenabstieg und Least Square Verfahren für zwei GRNN-Netze mit jeweils 100-Neuronen (oben), Verlauf des absoluten Fehlers und der Referenz (unten)

Für den Gradientenabstieg zeigt sich eine einheitliche Anpassungsstrategie, bei der die Gewichte in etwa dem Funktionsverlauf entsprechen. Dagegen sind bei der Least-Square-Identifikation im Bereich des Sprungs alternierende Gewichte zu erkennen, die weit außerhalb des Funktionsverlaufs liegen und zu einer besseren Fehlerminimierung führen. Ein solches Verhalten kann mit der iterativen Gewichtsadaption des Gradientenabstiegs und einer einheitlichen Gewichtsinitialisierung nicht erreicht werden. Für beide Verläufe zeigen sich oszillierende Restfehler, die aus der Form und Ausdehnung der Basisfunktionen resultieren.

3.5.2 Lernfähige Beobachter

In den vorangegangenen Kapiteln wurden statische Funktionsapproximatoren behandelt, die in diesem Abschnitt mit einem klassischen Beobachteransatz zur Identifikation von nichtlinearen Streckenanteilen kombiniert werden. Klassische, lineare Beobachter, wie der Luenbergerbeobachter, basieren auf Systemmatrizen, die linear in den Zuständen vorliegen. Dadurch sind nichtlineare Streckenanteile durch lineare Modelle anzunähern, wodurch Linearisierungsfehler entstehen. Zudem unterliegen viele nichtlineare Einflüsse, wie mechanische Reibverläufe, einer unzureichenden Parameterkenntnis, weshalb sie oft als unbekannte Anteile einzustufen sind. Ein Beobachter, der über ein veränderliches Streckenmodell verfügt und über ein Lernverfahren Teile des Systemverhaltens nachidentifiziert, wird als lernfähiger Beobachter bezeichnet.
In [99] wurde von Hintz et al. die Integration eines Luenbergerbeobachters mit RBF-Netzen vorgestellt. Der Aufbau entspricht einem klassischen Beobachter mit linearem Streckenmodell und statischer Rückführmatrix $\boldsymbol{L}$, über welche die Korrektur der Zustandsschätzung $\hat{\boldsymbol{x}}$ mithilfe des Beobachterfehlers $\boldsymbol{e}$ erfolgt, vgl. Abb. 3.14.

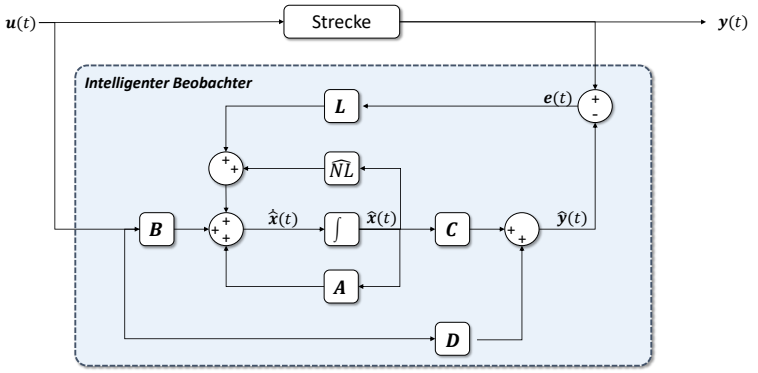


Abbildung 3.14: Struktureller Aufbau des lernfähigen Beobachters

Zusätzlich wurde die zu schätzende Nichtlinearität $\hat{NL}$ eingeführt, die sich aus dem Ausgang des RBF-Netzes und dem Einkopplungsvektor $\boldsymbol{k}_{nl}$ zusammensetzt:

$$\hat{NL} = \boldsymbol{k}_{nl} \cdot \hat{y}_{\mathrm{rbf}} \tag{3.88}$$

es wird angenommen, dass die unbekannte Nichtlinearität $NL(\boldsymbol{x}, \boldsymbol{u})$ der Strecke in isolierter Form auftritt und von den Systemzuständen sowie dem Eingangsvektor u abhängig sein kann. Dadurch besitzt die geschätzte Nichtlinearität $\hat{NL}$ eine additive Rückkopplung auf die geschätzten Zustände $\hat{\boldsymbol{x}}$ und verläuft parallel zur Beobachtermatrix. Für die Systemgleichungen folgt:

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u} + \boldsymbol{L}\big(\boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}} - \boldsymbol{y}\big) + \hat{NL}(\hat{\boldsymbol{x}}) \tag{3.89}$$

$$\hat{y} = \boldsymbol{c}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u} \tag{3.90}$$

$$\tag{3.91}$$

Zur Auslegung des Luenbergerbeobachters gilt, dass die Beobachterpole der Matrix $(\boldsymbol{A}-\boldsymbol{LC})$ einen negativen Realteil besitzen und eine höhere Dynamik als die Streckenpole aufweisen, sodass das Einschwingen des Beobachters garantiert wird. Die Auslegung kann mittels LQ-Optimierung oder Polvergabe erfolgen.
Eine Identifikation der Nichtlinearität kann nur gewährleistet werden, wenn die Sichtbarkeit der Nichtlinearität am Streckenausgang gewährleistet ist. Eine weitere Voraussetzung für den Entwurf des lernfähigen Beobachters ist die Auslegung eines stabilen Lerngesetzes. Nach [94][S. 129] kann ein stabiles Lerngesetz abgeleitet werden, wenn die Fehlerübertragungsfunktion

$$H(s) = \boldsymbol{C}\big(s\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A} + \boldsymbol{LC}\big)^{-1}\boldsymbol{k}_{nl} \tag{3.92}$$

asymptotisch stabil verläuft. Dazu müssen die Pole von $H(s)$ in der linken, komplexen Halbebene liegen. Zur Anwendung dieser Regeln muss das Verhalten der linearen Streckenanteile, der Angriffspunkt der Nichtlinearität sowie der Eingang der Nichtlinearität bekannt sein.

3.6 Modellierung von PMDC-Motoren

Permanenterregte Gleichstrommotoren (PMDC) zählen zu den elektrischen Antrieben und werden häufig als Aktoren in Regelkreisen eingesetzt. Die besonderen Eigenschaften dieser Motoren sind die Bestromung über eine Gleichspannung, die Erzeugung des Stator-Magnetfelds durch Permanentmagneten sowie das Umschalten der Spulen in Abhängigkeit des Drehwinkels durch einen Wechselrichter.

3.6.1 Elektrisches Ersatzschaltbild

Es wird ein vereinfachter Motorschaltkreis betrachtet, der auf ein Ersatzmodell führt, das ausschließlich lineare Terme beinhaltet, vgl.[56]. Die Vereinfachung ist in Abb. 3.15 dargestellt:

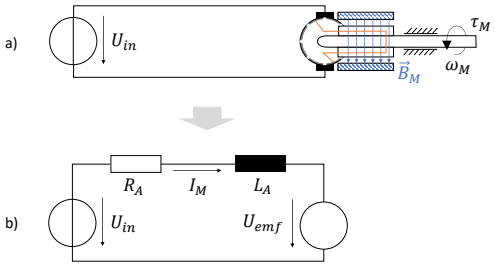


Abbildung 3.15: Darstellungsformen des linearen Ankerkreises a) physkalische Repräsentation b) elektrisches Ersatzschaltbild vgl. [100, S.48]

Die Abbildung zeigt, dass der Motor durch einen Ankerwiderstand R_A, eine Ankerinduktivität L_A und eine Spannungsquelle U_{emf} beschrieben werden kann. Die Erregung erfolgt durch das äußere, von den Permanentmagneten erzeugte Magnetfeld $\vec{B}_M$.
Das dynamische Gleichgewicht des Rotors folgt aus der elektromagnetischen Interaktion zwischen Rotor- und Statorfeld und wird bspw. in [56] für Nebenschlussmaschinen hergeleitet. Diese Herleitung schlussfolgert einen nahezu linearen Zusammenhang zwischen dem erzeugten Drehmoment $\tau_M = k_M \cdot I_M$ und dem anliegenden Spulenstrom I_M, welcher durch die Motorkonstante k_M beschrieben wird. Zudem wird ein weiterer linearer Zusammenhang zwischen der Drehgeschwindigkeit ω_M und der selbstinduzierten Spannung $U_{\text{emf}} = k_{\text{emf}} \cdot \omega_M$ gefunden, die durch Rotation der Spulen im äußeren Magnetfeld entsteht. Diese lineare Abhängigkeit wird durch eine zweite Motorkonstante k_{emf} beschrieben. Beide Motorkonstanten besitzen einen engen Zusammenhang, der durch den Aufbau des Motors definiert wird. Für die linearen Grundgleichungen des PMDC-Motors folgt:

$$\begin{aligned} L_A \cdot \dot{I}_M &= -R_A \cdot I_M - U_{\text{emf}}(\omega_M) + U_A \\ \theta_A \cdot \dot{\omega}_M &= k_M \cdot I_M - \tau_v(\omega_M) \end{aligned} \tag{3.93}$$

Die obere Gleichung entspricht dem Maschengleichgewicht, während die untere Gleichung aus dem Momentgleichgewicht des rotierenden Ankers resultiert. Gleichung (3.93) setzt sich zusammen aus der

Induktivität des Ankers L_A, dem Ankerwiderstand R_A, der induzierten Spannung $U_{\text{emf}} = k_{\text{emf}}\omega_M$, der Ankerspannung U_A, dem Ankerträgheitsmoment θ_A und dem viskosen Reibmoment $\tau_v = f_v\omega_M$. Für einen symmetrischen Motoraufbau können die Motorkonstanten mit $k_M = k_{\text{emf}}$ als identisch angesetzt werden.

Lineares Zustandsraummodell

Die Gleichungen (3.93) des vereinfachten Ankerschaltkreises können in ein Zustandsraummodell in Abhängigkeit des Motorstroms I_M und der Rotordrehzahl ω_M überführt werden:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_M \\ \dot{\omega}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{k_{\text{emf}}}{L} \\ \frac{k_M}{\theta_A} & -\frac{f_v}{\theta_A} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_M \\ \omega_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_M}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.94}$$

Dieses Modell dient im Nachfolgenden als Ausgangspunkt für weiterführende Gütevergleiche zwischen linearen und nichtlinearen Methoden.

3.6.2 Kommutierung

Aufbau der Wicklung

Der Kommutierungsvorgang beschreibt das Umschalten der aktiven Spulen in Abhängigkeit des Rotationswinkels, sodass stets eine elektromagnetische Anziehung zwischen Spulen und äußerem Magnetfeld ermöglicht wird. Die Reihenfolge der Spulenaktivierung ist abhängig von der Wicklungsart des Motors, welche sich auf den Drehmomentverlauf auswirkt. Zu den zwei typischen Wicklungsarten zählt die Schleifen- und die Wellenwicklung, vgl. [100, S.44]. Für das nachfolgende Modell wird der Schleifenwicklungsfall mit in Reihe geschalteten, aufeinanderfolgenden Spulen betrachtet, vgl. Abb. 3.16.

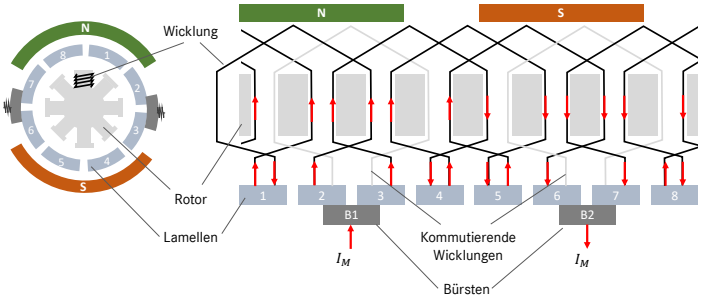


Abbildung 3.16: Prinzipskizze zur Schleifenwicklung mit Stromfluss I_M im Kommutierungsfall mit zwei kurzgeschlossenen Spulen in Anlehnung an [100]

Die Kommutierung wird durch Abgleiten der zwei statorfesten Bürsten B1,B2 ausgelöst, die über mechanische Federn an die rotorfesten Lamellen angedrückt werden. Der Kommutierungsfall bezeichnet Winkelstellungen, bei denen sich zwei Lamellen mit einer Bürste in Kontakt befinden.

Dies ist gleichbedeutend mit dem Kurzschließen von zwei Spulen durch den Bürstenkontakt, sodass eine Veränderung des elektrischen Schaltkreises entsteht, vgl. Abb. 3.17.

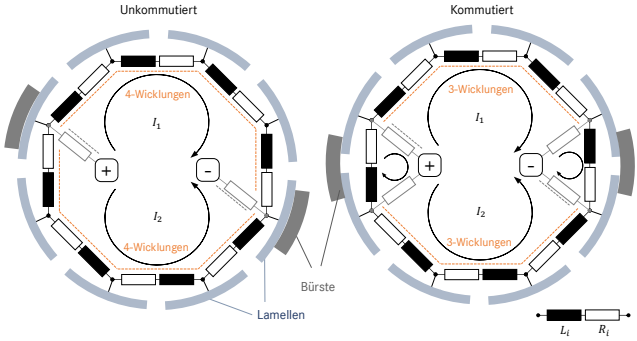


Abbildung 3.17: Unkommutierter Zustand (links) und kommutierter Zustand (rechts) des Ankerschaltkreises inklusive Bürsteninteraktion

Auf der linken Seite ist der unkommutierte Motor abgebildet, bei dem sämtliche Spulen des Motors aktiv sind. Der Gesamtwiderstand und die Gesamtinduktivität errechnen sich aus der Parallelschaltung von zwei Reihenschaltungen aus jeweils vier Spulen zu:

$$R_{ges} = \frac{R_{S1} \cdot R_{S2}}{R_{S1} + R_{S2}} \quad \text{mit} \quad R_{S1} = \sum_{i=1}^{4} R_i; \quad R_{S2} = \sum_{i=5}^{8} R_i \tag{3.95}$$

mit den summierten Serienwiderständen R_{Si} und den unabhängigen Widerständen R_1, R_2, .. R_8 der einzelnen Wicklungen. Im Gegensatz hierzu ergeben sich für den kommutierten Motor zwei Reihenschaltungen aus jeweils drei Spulen:

$$R_{ges} = \frac{R_{S3} \cdot R_{S4}}{R_{S3} + R_{S4}} \quad \text{mit} \quad R_{S3} = \sum_{i=1}^{3} R_i; \quad R_{S4} = \sum_{i=5}^{7} R_i \tag{3.96}$$

Die Induktivitäten L_{ges} ergeben sich analog zu Gl.(3.95) und Gl.(3.96). Da die Wicklungen je Spule eine nahezu identische Drahtlänge und Wicklungszahl aufweisen, kann vereinfachend von identischen Wicklungswiderständen $R_i = \text{const.}$ und identischen Induktivitäten $L_i = \text{const.}$ ausgegangen werden. In diesem Fall wird ersichtlich, dass der Anker im unkommutierten Zustand einen Gesamtwiderstand von $2R_i$ besitzt, der sich im Kommutierungsfall zu $1.5R_i$ reduziert. Diese Widerstandsänderung ist maßgebend für die Ausprägung des Stromrippleprofils.

Wird die Betrachtung über den Anker hinaus erweitert, dann addieren sich zudem die beiden Bürstenwiderstände R_{B1}, R_{B2} hinzu, die zwischen Bürstenanfang und der dazugehörigen Lamelle liegen. Diese bilden die Übertragungsglieder für den Stromfluss, die sich im Kommutierungsfall über $R_{B1c}, R_{B2c}, R_{B3c}, R_{B4c}$ auf zwei Lamellen aufteilen. Aus der Perspektive der Lamelle kann die Leitfähigkeit zwischen dem initialen Kontakt bis hin zum Kontaktverlust durch ein winkelabhängiges Trapez angenähert werden:

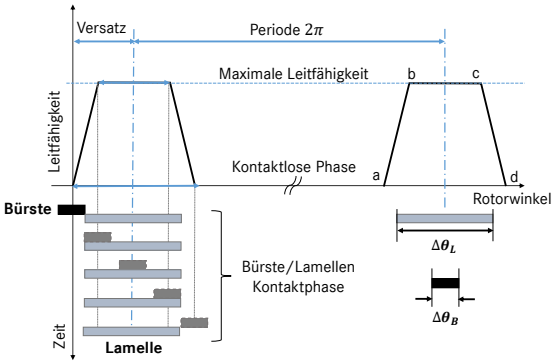


Abbildung 3.18: Trapezförmige Leitfähigkeit zwischen einer Lamelle und einer Bürste über dem Rotorwinkel

Dieser Trapezverlauf beschreibt in etwa den Flächenkontakt, den eine Lamelle mit jeweils einer Bürste verbindet. In Abb. 3.19 ist der resultierende Verlauf zwischen den acht Lamellen mit einer Bürste dargestellt.

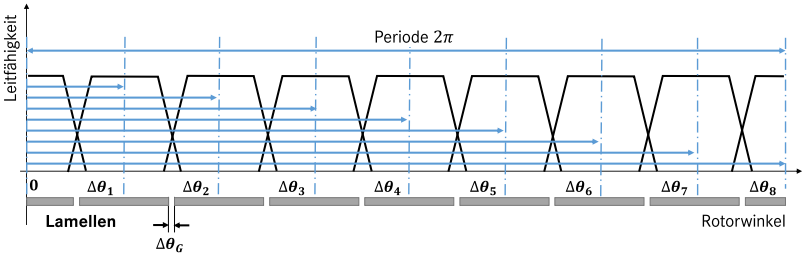


Abbildung 3.19: Leitfähigkeiten über Rotorwinkel für alle acht Lamellen und eine Bürste

Für die zweite Bürste ergibt sich ein analoges Bild mit einem Lamellenversatz von π. Eine Periode entspricht einer vollständigen Umdrehung des Ankers, sodass sich die Ausgangslamelle wieder in Kontakt mit der gleichen Bürste befindet. Der Schaltzeitpunkt ist abhängig von dem geometrischen Aufbau des Motors und kann durch folgende Parameter beschrieben werden:

Parameter	Beschreibung	Typischer Parameterwert
G_{max}	Maximale Leitfähigkeit Bürste/Lamellenkontakt	1
$\Delta\theta_B$	Bürstenbreite	$\pi/12$
$\Delta\theta_L$	Lamellenlänge	$2\pi/n_P - \Delta\theta_G$
$\Delta\theta_i$	Winkelversatz der Lamelle i	$i\frac{2\pi}{n_P}$
$\Delta\theta_G$	Lamellenlücke	$\pi/90$
a	Kontaktbeginn	$\Delta\theta_i - (\Delta\theta_L - \Delta\theta_B)/2$
b	Maximalkontaktanfang	$\Delta\theta_i - (\Delta\theta_L + \Delta\theta_B)/2$
c	Maximalkontaktende	$\Delta\theta_i + (\Delta\theta_L - \Delta\theta_B)/2$
d	Kontaktende	$\Delta\theta_i + (\Delta\theta_L + \Delta\theta_B)/2$

Tabelle 3.2: Parameterwerte des Kommutierungsvorgangs mit beispielhaften Parameterwerten

3.6.3 Elektromagnetische Effekte

Nachfolgend wird die Entstehung des Drehmoments, des induzierten Back-EMFs sowie die Einflussfaktoren auf die Ausprägung des Ripplestroms näher betrachtet.

Selbstinduktion und Back-EMF

In den einzelnen Spulen des Motors wird eine Spannung U_{sp} induziert, die sich aus der Wechselwirkung mit dem äußeren Magnetfeld der Permanentmagneten sowie aus der Wechselwirkung mit dem selbsterzeugten Magnetfeld, aufgrund des Spulenstroms I_{sp} ergibt. Der allgemeine Zusammenhang leitet sich aus der zeitlichen Änderung des magnetischen Flusses Φ_{sp} her:

$$U_{\mathrm{ind,sp}} = \frac{\partial \Phi_{\mathrm{sp}}}{\partial t} = \underbrace{\frac{\partial \Phi_{\mathrm{sp}}}{\partial I_{\mathrm{sp}}} \cdot \frac{\partial I_{\mathrm{sp}}}{\partial t}}_{U_{\mathrm{ind}}} + \underbrace{\frac{\partial \Phi_{\mathrm{sp}}}{\partial \gamma_{\mathrm{sp}}} \cdot \frac{\partial \gamma_{\mathrm{sp}}}{\partial t}}_{U_{\mathrm{emf}}} \tag{3.97}$$

hierbei entspricht der erste Teil dem selbstinduzierten Anteil $U_{\mathrm{ind}} = L_{\mathrm{sp}} \cdot \frac{\partial I_{\mathrm{sp}}}{\partial t}$ und der zweite Teil dem fremderregten Anteil $U_{\mathrm{emf}} = \frac{\partial \Phi_{\mathrm{sp}}}{\partial \gamma_{\mathrm{sp}}} \cdot \omega_M$, der durch Rotation im äußeren Magnetfeld entsteht. Bislang wurde der zweite Anteil über eine Linearisierung $U_{\mathrm{emf}} = k_{\mathrm{emf}} \cdot \omega_M$ mit dem EMF-Koeffizienten k_{emf} ausgedrückt. Der tatsächliche Verlauf der induzierten EMF-Spannung wird durch den Aufbau des Motors und der geometrischen Wechselwirkung der Magnetfelder sowie durch Veränderungen des Luftspalts bestimmt. Das individuelle Luftspaltvolumen pro Spule befindet sich somit in einer magnetischen Reihenschaltung mit dem äußeren Rotorrand und den Permanentmagneten. Durch die Rotationsbewegung verändert sich die Luftspaltbreite in Abhängigkeit des Rotationswinkels, was einer Veränderung des magnetischen Widerstands entspricht.

Magnetische Flussdichte
Aus der Änderung der Luftspaltbreite resultiert eine Änderung der magnetischen Flussdichte, die für den unbelasteten Motor von [101], mithilfe einer Fourierzerlegung angenähert wird:

$$b_{pm}(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cdot \sin[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \theta] \tag{3.98}$$

mit

$$b_n = \frac{32 \cdot (-1)^n \cdot B_e}{\pi^2 \cdot (2 \cdot n + 1)^2 \cdot (\beta - 1)} \cdot \sin\left[\frac{1}{8} \cdot \pi \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot (1 + 3 \cdot \beta)\right] \cdot \sin\left[\frac{1}{8} \cdot \pi \cdot (2 \cdot n + 1) \cdot (\beta - 1)\right] \tag{3.99}$$

die Amplitude hängt von der Konfiguration der Permanentmagneten aus Polzahl, Bogenlänge und Höhe, Luftspaltlänge, Magnetisierungsrichtung und Remanenz der eingesetzten Materialien ab, vgl. Tab. 3.3.

Ein Winkel von $\theta = 0$ entspricht dem magnetischen Referenzwinkel mit der maximalen magnetischen Flussdichte. Gl.3.98 besitzt einen näherungsweise trapezförmigen Verlauf und geht vereinfachend von ausschließlich radialen, magnetischen Flussrichtungen aus. Tangentiale Komponenten in Umlaufrichtung des Rotors werden vernachlässigt.

Der Skalarwert B_e steht für die maximale Flussdichte und wird in [101], [102] unter folgenden Vereinfachungen angenähert:

(a) Endeffekte des äußeren Magnetfeldraums werden vernachlässigt.

(b) Die magnetische Permeabilität des Eisenkerns wird als unendlich angenommen. Magnetische Sättigungseffekte können durch iterative Veränderung der Luftspaltlänge angenähert werden.

(c) Ein geeigneter Koeffizient wird eingeführt, um die Absenkung des magnetischen Flusses in Abhängigkeit des Öffnungswinkels zwischen den Permanentmagnetpolen auszugleichen.

Die Berechnung von B_e ergibt sich wie folgt:

$$B_e = \frac{B_r}{\frac{D_s}{D_r - h_m} + \frac{\mu_m}{\mu_0}\frac{\delta}{h_m}}$$

Das Maximum der rechteckförmigen Flussdichte beträgt:

$$\hat{B}_{e1} = \frac{4}{\pi} B_e \sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)$$

mit

$$\alpha = \frac{\beta}{\gamma}$$

Für die vorliegenden FH-Motoren ergeben sich in etwa folgende Parameterwerte:

Parameter	*Beschreibung*	*Parameterwert*
p	Anzahl der Polpaare	1
α	Winkelverhältnis der Pollücke	1.57
β	Bogenlänge der Permanentmagneten	2.44rad
γ	Bogenlänge des Polabstandes	3.84rad
δ	Luftspaltbreite	$0.8mm$
D_s	Durchmesser der Pollücke	27.50mm
D_r	Motordurchmesser	39.42mm
h_m	Breite der Permanentmagenten	6.05mm
B_r	Remanenz des Ferrits	400mT
μ_0	Permeabilität des Vakuums	$4\pi \cdot 10^{-7}$ N/A^2
μ_m	Permeabilität der Magneten (Hart Ferrit-Cobalt)	$1.57 \cdot 10^{-4}$ N/A^2

Tabelle 3.3: Permanentmagnete: Geometrische Eigenschaften des Aufbaus und Materialkennwerte am Beispiel eines FH-Motors

Magnetischer Fluss
Die Form des magnetischen Flusses an den Spulenöffnungen kann durch Integration der magnetischen Flussdichte b_{pm} über der äußeren Rotorfläche berechnet werden:

$$\varphi_{\mathrm{pm}}(\theta) = \int_0^{\theta} b_{\mathrm{pm}}(\theta) \cdot R \cdot L \, d\theta = \sum_{n=0}^{\infty} -R \cdot L \cdot k_{3\mathrm{d}} \cdot b_n \cdot \frac{\cos[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \theta]}{(2 \cdot n + 1) \cdot p} \tag{3.100}$$

Der Skalierungsfaktor $k_{3\mathrm{d}}$ wurde in [101] eingeführt, da die Permanentmagneten in der Regel länger sind als der Rotor. Die geometrischen Eigenschaften sind in Tab. 3.4 aufgeführt:

Parameter	*Beschreibung*	*Parameterwert*
R	Äußerer Rotorradius	13.4mm
L	Höhe des Eisenkerns	0.035m
n_s	Windungszahl pro Spule	18
$\alpha_{s,sp}$	Öffnungswinkel pro Spule	1.6rad

Tabelle 3.4: Geometrische Eigenschaften von Rotor und Spulen am Beispiel eines FH-Motors

Mit dem magnetischen Fluss, der in Abhängigkeit des gesamten Rotationswinkels θ in Gl.(3.100) dargestellt wurde, lässt sich der maximale Fluss pro magnetischem Pol finden:

$$\varphi_{pol} = \varphi_{pm}(\frac{\pi}{p}) = \varphi_{pm}(0) = \sum_{n=0}^{\infty} R \cdot L \cdot k_{3\mathrm{d}} \cdot b_n \cdot \frac{\cos(2 \cdot \pi \cdot n) + 1}{(2 \cdot n + 1) \cdot p} \tag{3.101}$$

Magnetischer Fluss pro Spule
Der magnetische Fluss, der von den Permanentmagneten erzeugt wird, durchströmt die Spulen in Abhängigkeit ihrer geometrischen Eigenschaften und räumlichen Ausrichtung. Pro Spule ergibt sich somit ein individueller magnetischer Fluss, der mit der aktiven Fläche der einzelnen Spule korreliert:

$$\varphi_{\mathrm{sp}}(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot R \cdot L \cdot b_n}{(2 \cdot n + 1) \cdot p} \cdot k_{3\mathrm{d}} \cdot n_s \cdot (-1)^n \cdot \sin\left[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \frac{\alpha_{\mathrm{s,sp}}}{2}\right] \cdot \sin[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \theta] \right] \tag{3.102}$$

Der maximale magnetische Fluss pro Spule entsteht, wenn die Spule am Referenzwinkel des äußeren Feldes ausgerichtet ist:

$$\varphi_{\mathrm{sp,max}}(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} \left[\frac{2 \cdot R \cdot L \cdot b_n}{(2 \cdot n + 1) \cdot p} \cdot k_{3\mathrm{d}} \cdot n_s \cdot (-1)^n \cdot \sin\left[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \frac{\alpha_{\mathrm{s,sp}}}{2}\right] \right] \tag{3.103}$$

Der Verlauf des magnetischen Flusses und der induzierten Spannung für unterschiedliche Approximationsgrade ist im Anhang in Abb. 8.17 dargestellt.
Ewartungsgemäß tritt ein Spannungsmaximum und ein -minimum bei senkrechter Durchströmung des Polpaarmagnetfeldes auf. Der Einbruch des Spannungsverlaufs kann durch den Wicklungstyp erklärt werden, der pro Spule zwei Zähne des Eisenkerns umfasst und somit eine gleichmäßige Zahnlücke in der Spulenmitte aufweist. Die resultierende Back-EMF-Spannung ergibt sich, abhängig von der Kommutierung, aus der Summe der aktiven Spulen.

Induzierte Spannung
Analog zu Gl.(3.97) kann der Anteil der durch das äußere Feld in den Spulen induzierten Spannung aus der zeitlichen Änderung des magnetischen Flusses für den unbelasteten Motor hergeleitet werden:

$$e_{\mathrm{sp}}(\theta) = -\frac{\partial \varphi_{\mathrm{sp}}(\theta)}{\partial t} = -\frac{\partial \varphi_{\mathrm{sp}}(\theta)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} = \frac{\partial \varphi_{\mathrm{sp}}(\theta)}{\partial \theta} \cdot \omega_M \tag{3.104}$$

Durch Einsetzen von φ_{sp} aus Gl.(3.102) und Ableitung nach θ folgt:

$$e_{\mathrm{sp}}(\theta) = K_{e1} \cdot \omega_M \cdot \sum_{n=0}^{\infty} \left[b_n \cdot \sin\left[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \frac{a s_{\mathrm{sp}}}{2}\right] \cdot \cos\left[(2 \cdot n + 1) \cdot p \cdot \left(\theta + \frac{\pi}{2 \cdot p}\right)\right] \right] \tag{3.105}$$

mit der geometrischen Konstante:

$$K_{e1} = -2 \cdot R \cdot L \cdot k_{3\mathrm{d}} \cdot n_s$$

Die mit Gl.(3.105) induzierte Spannung gilt für den unbelasteten Motor und die äußere Einwirkung des Permanentmagnetfelds auf eine einzige Spule. Die durch eine Stromänderung $\dot{I}_M \neq 0$ hervorgerufene Selbstinduktion wird über das Motormodell in Gl.(3.94) abgedeckt, das vereinfachend von einer konstanten Induktivität ausgeht.
Der vorliegende Wicklungstyp besteht aus aufeinanderfolgenden Wicklungen, die auf dem Eisenkern räumlich benachbart auftreten und einen gleichmäßigen Winkelversatz θ_d aufweisen. Somit ergeben sich für die Spulen identische EMF-Verläufe, die um eben diesen Winkelversatz verschoben sind:

$$e_{\mathrm{sp},i}(\theta) = e_{\mathrm{sp},0}(\theta - i \cdot \theta_d) \tag{3.106}$$

Dieses Modell ist in der Lage, die induzierte Back-EMF Spannung für den unbelasteten Motor genauer zu approximieren, allerdings gelten folgende Randbedingungen: Es handelt sich um eine analytische Approximation der tatsächlichen Magnetfeldinteraktion, die bspw. als Lookup-Tabellen-Ansatz in ein echtzeitfähiges Modell eingearbeitet werden könnte. Die Wechselwirkung des äußeren Feldes mit den erzeugten Spulenmagnetfeldern wird nicht abgebildet.

Vergleich der Induktionsmodelle
Mit der spulenweisen Herleitung der erzeugten Back-EMF-Spannung lässt sich der individuelle Spulenbeitrag genauer in das Kommutierungsmodell einarbeiten. In Abb. 3.20 ist die resultierende Gesamtsumme aller Spulen (gelb) sowie die Summe der aktiven Spulen für den kommutierenden Motor (grün) dargestellt. Die Übergangsphasen zwischen den Spulen und der Einfluss der Luftspaltbreitenänderung ist deutlich zu erkennen. Durch die winkelabhängige Kommutierung werden zwei Spulen kurzgeschlossen, wodurch die Back-EMF-Spannung des aktiven Schaltkreises deutlich einbricht. Zum Vergleich weist das lineare Modell bei konstanter Geschwindigkeit einen konstanten Betrag über dem gesamten Rotationswinkel auf.

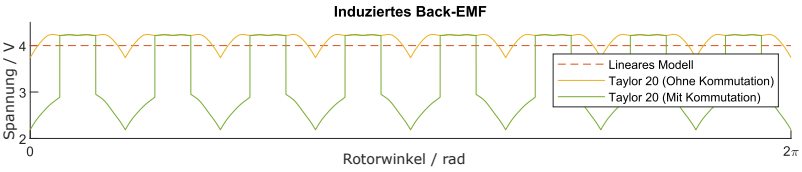


Abbildung 3.20: Vergleich der induzierten Spannung zwischen Taylormodell und linearem Induktionsmodell bei konstanter Geschwindigkeit von ca. 1600 U/min

Die Spannungsverläufe der Taylorapproximation, die linear mit der Rotorgeschwindigkeit ω_M skalieren, können anstelle des Koeffizienten k_{emf} in Gl.(3.93) eingesetzt werden und zu einer

besseren Simulationsgüte des Rippleprofils beitragen. Die individuellen Spannungsverläufe der einzelnen Spulen sind im Anhang in Abb. 8.17 dargestellt.

Rastmoment

Mit dem Rastmoment wird die magnetische Anziehung zwischen Rotorzähnen und Permanentmagneten beschrieben. Dieser Effekt ist auch bei unbelastetem Motor wirksam und sorgt für ein Einrasten des Motorwinkels durch Ausrichtung des nächstgelegenen Rotorzahnpaares an dem äußeren Magnetfeld. Während des Betriebs übt sich dieser Effekt als zusätzlicher Schub oder Abbremseffekt auf die Rotationsbewegung des Rotors aus.
Der Effekt lässt sich durch einen kubischen Sinusverlauf beschreiben, dessen Frequenz von der Slotanzahl n_s abhängig ist:

$$\tau_{\text{cog}} = A_{\text{cog}} \cdot sin^3(n_p \cdot \varphi_M) \tag{3.107}$$

mit der Amplitude A_{cog}, der Slotanzahl n_p und dem Rotorwinkel φ_M. Ausgehend von einem ruhenden Anker ist zunächst eine anfängliche Anziehungskraft zu überwinden, vgl. Abb. 3.21:

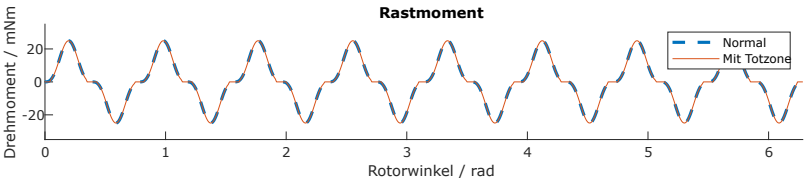


Abbildung 3.21: Rastmomentverlauf mit einer Amplitude von 25mNm und Totzone

Aus der geometrischen Korrelation zwischen Slotanzahl und der Anordnung der Permanentmagneten ergeben sich Zonen wechselseitiger Anziehung und neutrale Bereiche. Der Effekt äußert sich als Oberschwingung, welche sich auf die Auswertung der Stromprofile auswirken kann.

Magnetisierungshysterese

Durch die Wechselwirkung des Eisenkerns mit den äußeren Magnetfeldern, welche durch die Permanentmagneten und Spulen des Motors erzeugt werden, entstehen hystereseförmige Magnetisierungsverluste. Diese frequenzabhängigen Verluste werden durch die magnetische Polarisierbarkeit und Sättigung des weichmagnetischen Eisenkernmaterials bestimmt. Aufgrund innerer Trägheit erhöhen sich die Verluste mit der Frequenz $f = \omega_M/2\pi$ und dem magnetischen Fluss B. Die Verluste können nach [103, S.3623] vereinfacht durch einen Spannungsabfall im Ankerkreis angenähert werden:

$$U_{\text{h}} = \underbrace{k_{\text{hys}} \cdot U_{fe} \cdot B^2}_{k_h} \cdot \frac{\omega_M}{I_A} \tag{3.108}$$

mit der magnetischen Umlaufspannung U_{fe}, dem Ankerstrom I_A und dem Hysteresekoeffizienten k_{hys}, der vom eingesetzten Eisenkernmaterial abhängig ist. Mit dem Koeffizienten k_{h} werden die Hystereseeigenschaften des weichmagnetischen Materials approximiert.

Wirbelströme

Die Spulen des Motors sind auf den Eisenkern des Ankers gewickelt, der aufgrund der magnetischen Permeabilität μ_r zu einer Verstärkung der erzeugten Magnetfelder führt, wodurch ein höheres

Motordrehmoment erzielt wird. Ein Nebeneffekt ist die Induktion von Wirbelströmen im Eisenkern, die durch die äußeren Magnetfelder hervorgerufen werden und eine Erwärmung des Motors zur Folge haben. Die Magnetfeldänderungen werden sowohl durch die Rotation des Ankers im äußeren Feld, als auch durch Umschaltung der Spulen ausgelöst. Durch geblechte Eisenkerne werden Wirbelstromverluste in der Praxis zwar reduziert, jedoch verbleibt stets ein Anteil dieser Verlustleistung [3, S.172],[104]. Die Wirbelströme breiten sich senkrecht zum magnetischen Fluss in den Blechen des Rotors aus und wirken der Magnetfeldänderung entgegen, vgl. Abb. 3.22:

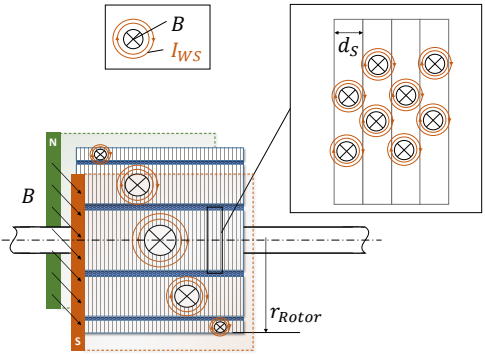


Abbildung 3.22: Wirbelstormentstehung in den Eisenkernblechen senkrecht zur Magnetfeldrichtung

Nach [103] können die Wirbelstromverluste als Spannungsabfall U_e im Ausgangskreis ausgedrückt werden:

$$U_\mathrm{e} = \underbrace{\frac{d_s^2}{24} \cdot \kappa \cdot U_{fe} \cdot B^2}_{k_e} \cdot \frac{\omega_M^2}{I_A} \tag{3.109}$$

mit der Breite d_s der einzelnen Blechprofile des Eisenkerns sowie dem Koeffizienten κ, der für die elektrische Leitfähigkeit des Eisenmaterials steht. Mit dem Wirbelstromkoeffizienten k_e werden diese Abhängigkeiten approximiert.

3.6.4 Getriebe

Je nach Anwendungsfall weisen PMDC-Motoren häufig nachgeschaltete Getriebe auf, die hohe Übersetzungen besitzen, um das nötige Stellmoment im Aktuatoreinsatz zu erzielen.

Ideales Getriebe

Unter der Annahme eines reibungs- und spielfreien Getriebes können Anlaufverhalten, Lastumkehr und Trägheitseffekte idealisiert betrachtet werden. Der Zusammenhang zwischen Getriebeeingang und Getriebeausgang ergibt sich durch ein festes Übersetzungsverhältnis n_G zu:

$$\begin{bmatrix} \omega_{M,2} \\ \tau_{M,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{n_G} & 0 \\ 0 & n_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{M,1} \\ \tau_{M,1} \end{bmatrix} \tag{3.110}$$

mit der Winkelgeschwindigkeit $\omega_{M,1}$ und dem Drehmoment $\tau_{M,1}$ am motorseitigen Getriebeeingang.

Verlustbehaftetes Getriebe

An den Lagerstellen des Getriebes entstehen zusätzliche Reibverluste, die durch das Auftreten von Lagerreaktionskräften hervorgerufen werden. Bei geschmierten Lagern wird eine lineare Abhängigkeit zur Drehzahl angenommen, die sich aus dem Ölfilmdruck ableitet. Da die Drehzahlen der einzelnen Getriebewellen untereinander linear abhängig sind, können ihre Reibkoeffizienten zu einem Gesamtreibkoeffizienten addiert werden. Somit lässt sich Gl.(3.110) erweitern zu:

$$\begin{bmatrix} \omega_{M,2} \\ \tau_{M,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{n_G} & 0 \\ -r_G & n_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{M,1} \\ \tau_{M,1} \end{bmatrix} \tag{3.111}$$

mit dem Reibkoeffizienten r_G, der zu einem geschwindigkeitsabhängigen Reibmoment führt.

Gesamtwirkungsgrad

Schneckengetriebe weisen im Betrieb hohe Radial- und Axialkräfte an den Lagerstellen der Getriebezahnräder auf, die zu einer deutlichen Verminderung des Gesamtwirkungsgrades führen. Je nach Verzahnungswinkel sind Wirkungsgrade zwischen $20 - 90\%$ möglich. Axialverluste treten vorrangig an der Schneckenwelle auf. Für selbsthemmende Schneckengetriebe, die in FH-Motoren eingesetzt werden, resultieren Wirkungsgrade von $\eta_G < 0.3$. Der Gesamtwirkungsgrad kann auf einfache Weise in Gl.(3.110) eingearbeitet werden:

$$\begin{bmatrix} \omega_{M,2} \\ \tau_{M,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{n_G} & 0 \\ 0 & n_G \cdot \eta_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{M,1} \\ \tau_{M,1} \end{bmatrix} \tag{3.112}$$

Sowohl in Gl.(3.112) , als auch in Gl.(3.111) werden die Reibverluste durch einen einzigen Parameterwert ausgedrückt. Im Unterschied zu Gl.(3.111) kann der Ansatz über den Gesamtwirkungsgrad als statischer Reibanteil betrachtet werden. Durch Kombination beider Ansätze können sowohl statische als auch geschwindigkeitsabhängige Anteile berücksichtigt werden.

Selbsthemmendes Schneckengetriebe

Die Selbsthemmung tritt bei Schneckengetrieben mit hohen Steigungswinkeln γ auf, vgl. Abb. 3.23. Wird das Lastmoment größer als das Antriebsmoment, führt dies zu einem Stillstand der Antriebs-achse. Je nach Auslegung des Getriebes ist auch ein Antrieb durch die Lastseite möglich. Als Resultat der fast senkrechten Verzahnung entstehen hohe axiale Kräfte an der Schneckenlagerung und ein entsprechend niedriger Gesamtwirkungsgrad.

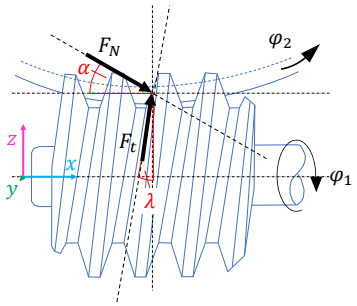


Abbildung 3.23: Kinematische Größen des Schneckengetriebes im zweidimensionalen Schnitt, [105]

An dem Kontaktpunkt der Zahnflächen resultieren zwei Reaktionskräfte bestehend aus einer Tangentialkraft F_t und Normalkraft F_N, die auf beide Zahnräder in jeweils entgegengesetzte Richtung wirken. In Abb. 3.23 ist vereinfachend die Reaktion auf die Schnecke dargestellt. Die Tangentialkraft wirkt vorrangig entlang der axialen Zahnsteigung γ, während die Normalkraft senkrecht zur Tangentialkraft auf die Oberfläche der Zahnfläche einwirkt. Beide Kräfte können eine y-Komponente aufweisen, die bei der Winkelbestimmung zu berücksichtigen ist. Die Winkel können aus dem geometrischen Aufbau beider Räder bestimmt werden. Der Zahnradradius wird definiert aus der Distanz zwischen der Rotationsachse und dem Kontaktpunkt.

In [105] erfolgt eine Herleitung der dynamischen Gleichungen für steife Mehrkörpersysteme.
Für die Beschleunigung der Schneckenachse folgt:

$$\dot{\omega_1} = \frac{\tau_1 - \tau_2 \cdot \frac{r_1}{r_2} \cdot \tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big)}{\left(\theta_1 + \theta_2 \cdot \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2 \cdot \tan(\gamma) \cdot \tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big)\right)} \tag{3.113}$$

mit dem Antriebsmoment τ_1, dem Lastmoment am Getriebeausgang τ_2, dem Trägheitsmoment der Schnecke θ_1, dem Trägheitsmoment des Schneckenrades θ_2, den Radii beider Räder r_2, r_1 , ihren Winkelgeschwindigkeiten $\dot{\phi}_1, \dot{\phi}_2$, -beschleunigungen $\dot{\phi}_1, \dot{\phi}_2$ und dem Reibwinkel $\rho = \text{atan}\big(\frac{\mu}{\cos(\alpha_N)}\big)$ in Abhängigkeit des Reibkoeffizienten μ und des Normal-Eingriffwinkels α_N.

Aus Gleichung (3.113) geht hervor, dass eine vollständige Selbsthemmung für die nicht angetriebene Eingangsachse mit $\tau_1 = 0$ und $\omega_1 = 0$ und einer aktiven Getriebeausgangslast $\tau_2 > 0$ nur auftreten kann, wenn:

$$\tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big) \stackrel{!}{=} 0 \tag{3.114}$$

Für den stillstehenden Getriebeeingang $\text{sign}(\omega_1) = 0$ folgt, dass γ gleich Null sein müsste, um die Übertragung des Lastmoments τ_2 auf die Getriebeachsbeschleunigung $\dot{\omega}_1$ zu verhindern. Dies entspricht senkrecht stehenden Zahnflanken wie bspw. bei Zahnradstangen und ist für Schneckengetriebe kein gültiger Parameterwert. Eine Drehung der Schnecke ohne Steigungswinkel γ würde keine Drehung am Schneckenrad hervorrufen.

Das Treiben durch die Abtriebsseite ist im Arbeitsbereich des Fensterhebersystems unerwünscht und wird konstruktionsbedingt stets unterdrückt.

Erweiterung um vollständige Selbsthemmung
Um zu verhindern, dass ein Driften des Motorwinkels bei unbelastetem Motor entsteht, wird das Modell erweitert. Zunächst wird das Kräftegleichgewicht am Getriebeeingang, das dem Zähler in (3.113) entspricht, um Lagerreibung τ_r und Rastmoment τ_{cog} ergänzt:

$$\tau_1 - \underbrace{\tau_2 \cdot \frac{r_1}{r_2} \cdot \tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big)}_{\tau_L} + \tau_{\text{cog}} - \tau_r = \tau_{\text{eq}} \tag{3.115}$$

Dies entspricht dem Momentengleichgewicht τ_{eq} abzüglich der Trägheitskräfte. Die vollständige Selbsthemmung kann ähnlich zur Haftreibung als Zwangskraft betrachtet werden, die eine Bewegung des Systems verhindert. Selbsthemmung soll nur auftreten, wenn die Last größer ist als das Antriebsmoment und ein Nulldurchgang der Geschwindigkeit erfolgt. In diesem Fall wird die Geschwindigkeit und Beschleunigung der Schnecke zu Null gesetzt. Das Nullsetzen der Beschleunigung erfolgt entsprechend:

$$\tau_{\text{eq}} = \begin{cases} 0 & |\omega_1| \leq \omega_{min} \quad \& \quad |\tau_L| \geq (\tau_M + \tau_{\text{cog}} - \tau_r) \\ \tau_{\text{eq}} & \text{ansonsten} \end{cases} \tag{3.116}$$

mit

$$\dot{\omega_1} = \tau_{\text{eq}} / \left(\theta_1 + \theta_2 \cdot \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2 \cdot \tan(\gamma) \cdot \tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big) \right) \tag{3.117}$$

Die maximale Selbsthemmungskraft wird aus dem maximalen Lastmoment τ_L gebildet und an dessen Wert in jedem Zeitschritt angepasst.

3.7 Elektrodynamik

3.7.1 Maxwellsche Gleichungen

Die nach J.C. Maxwell benannten Gleichungen bilden die Grundlage der klassischen Elektrodynamik. Sie bestehen aus den zwei Gaußschen Gesetzen für elektrische und magnetische Felder, dem Induktionsgesetz sowie dem durch Maxwell um den Verschiebungsstrom erweiterten Ampereschen Gesetz. Nachfolgend sind die vier maxwellschen Gleichungen, die ein System von linearen, partiellen Differentialgleichungen erster Ordnung bilden, in ihrer Integralform und in SI-Einheiten dargestellt:

$$\oint_{\partial A} \boldsymbol{E} \cdot ds = -\iint_A \frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \cdot d\boldsymbol{A} \qquad \oint_{\partial A} \boldsymbol{H} \cdot ds = -\iint_A \left(\frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} + \boldsymbol{J}\right) \cdot d\boldsymbol{A} \tag{3.118}$$

$$\oint_{\partial V} \boldsymbol{B} \cdot d\boldsymbol{A} = 0 \qquad \oint_{\partial V} \boldsymbol{D} \cdot dA = -\iiint_V \rho \cdot d\boldsymbol{V} \tag{3.119}$$

mit der elektrischen Feldstärke $\boldsymbol{E}$, der magnetischen Flussdichte $\boldsymbol{B}$, der magnetischen Feldstärke $\boldsymbol{H}$, der elektrischen Flussdichte $\boldsymbol{D}$, dem Verschiebungsstrom $\boldsymbol{J}$ und der elektrischen Ladungsdichte ρ. In Differentialform vereinfachen sich die Gleichungen zu:

$$\nabla \times \boldsymbol{E} = -\frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \qquad \nabla \times \boldsymbol{H} = \frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} + \boldsymbol{J} \tag{3.120}$$

$$\nabla \cdot \boldsymbol{B} = \boldsymbol{0} \qquad \nabla \cdot \boldsymbol{D} = \rho \tag{3.121}$$

mit dem Divergenzoperator $\nabla\cdot$ und dem Rotationsoperator $\nabla\times$.
Gl.(3.118) und Gl.(3.120) zeigen auf der linken Seite das Induktionsgesetz und rechts das Durchflutungs- oder Amperesche Gesetz. Ersteres beschreibt, dass durch eine Änderung der magnetischen Flussdichte $\boldsymbol{B}$ ein elektrisches Wirbelfeld hervorgerufen wird. Das Amperesche Gesetz beschreibt die Entstehung eines magnetischen Wirbelfelds durch elektrische Ströme.
In Gl.(3.119) und Gl.(3.121) sind die beiden Gaußschen Gesetze dargestellt. Auf der linken Seite wird die Quellenfreiheit von magnetischen Feldern ersichtlich, da die Divergenz der magnetischen Flussdichte Null ergibt. Diese Definition begründet sich auf der Annahme, dass keine magnetischen Monopole existieren. Im Gegensatz dazu ist die Präsenz von Quellen aus dem Gaußschen Gesetz des elektrischen Feldes auf der rechten Seite abzulesen. Die Quellen existieren in Form einer elektrischen Ladungsdichte ρ, welche die Ladungsverteilung im Raum beschreibt, vgl. Gl.(3.121). Für elektrische Ladungen gilt die Annahme, dass positive und negative Ladungen existieren, deren Ladung ein Vielfaches der Elementarladung e darstellt und deren Feldlinien sich unendlich ausbreiten.

3.7.2 Finite Integral Methode

Die Finite Integral Methode (FIT) wurde 1977 von T. Weiland vorgestellt und ermöglicht die einheitliche Lösung der maxwellschen Gleichungen durch Diskretisierung mithilfe eines Dual-Grid Ansatzes, vgl.[106]. Die Diskretisierung wird durch eine direkte Transformation sämtlicher maxwellscher Gleichungen beschrieben:

$$\oint_{\partial A} \boldsymbol{E} \cdot ds = -\iint_{A} \frac{\partial \boldsymbol{B}}{\partial t} \cdot d\boldsymbol{A} \qquad \longleftrightarrow \qquad \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{e}} = -\frac{\partial}{\partial t}\hat{\hat{\boldsymbol{b}}} \tag{3.122}$$

$$\oint_{\partial A} \boldsymbol{H} \cdot ds = -\iint_{A} \left(\frac{\partial \boldsymbol{D}}{\partial t} + \boldsymbol{J}\right) \cdot d\boldsymbol{A} \qquad \longleftrightarrow \qquad \boldsymbol{T}\hat{\boldsymbol{h}} = \frac{\partial}{\partial t}\hat{\hat{\boldsymbol{d}}} + \hat{\hat{\boldsymbol{j}}} \tag{3.123}$$

$$\oint_{\partial V} \boldsymbol{B} \cdot d\boldsymbol{A} = 0 \qquad \longleftrightarrow \qquad \boldsymbol{S}\hat{\hat{\boldsymbol{b}}} = \boldsymbol{0} \tag{3.124}$$

$$\oint_{\partial V} \boldsymbol{D} \cdot dA = -\iiint_{V} \rho \cdot d\boldsymbol{V} \qquad \longleftrightarrow \qquad \tilde{\boldsymbol{S}}\hat{\hat{\boldsymbol{d}}} = \boldsymbol{q} \tag{3.125}$$

Eine Besonderheit der FIT, im Vergleich zu anderen numerischen Verfahren, besteht darin, dass sämtliche Vektorgrößen in ihrer integralen Form auftreten. Dies wird durch die gezielte, orthogonale Verschachtelung des Doppelgitters erreicht, bei dem die Kanten und Facetten den integralen Vektorgrößen entsprechen, die einen direkten Bezug zu Operationen im zeitkontinuierlichen Bereich aufweisen. Ein solches kartesisches Doppelgitter ist in Abb. 3.24 dargestellt.

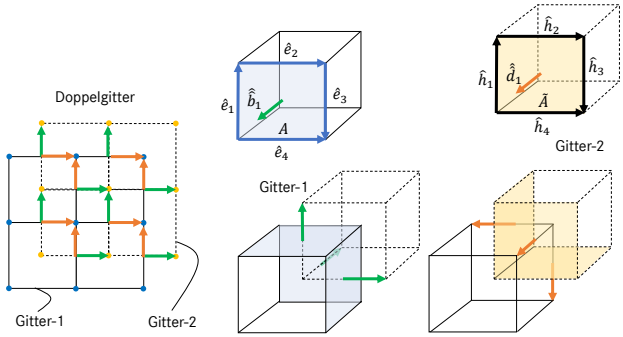


Abbildung 3.24: Veranschaulichung eines kartesischen, orthogonalen Doppelgitters

Vektoren und Operationen auf dem zweiten Gitter werden mit dem Tilde-Operator klassifiziert. Es ist anzumerken, dass sich das Verfahren auch auf andere Gitterformen übertragen lässt, solange die Orthogonalität der geschachtelten Gitter eingehalten wird. Die integralen Zustandsvektoren werden aus der Integration der Vektorgrößen entlang der Kanten und über die Facettenoberflächen gebildet:

$$\hat{e}_i = \int_{L_i} \boldsymbol{E} \cdot d\boldsymbol{s} \qquad \hat{\tilde{b}}_j = \int_{A_j} \boldsymbol{B} \cdot d\boldsymbol{A} \tag{3.126}$$

$$\hat{h}_i = \int_{L_i} \boldsymbol{H} \cdot d\boldsymbol{s} \qquad \hat{\tilde{d}}_j = \int_{\tilde{A}_j} \boldsymbol{D} \cdot d\boldsymbol{A} \qquad \hat{\tilde{j}}_j = \int_{\tilde{A}_j} \boldsymbol{J} \cdot d\boldsymbol{A} \tag{3.127}$$

mit der elektrischen Gitterspannung $\hat{e}_i$ entlang einer Gitterkante i des Basisgitters sowie dem Flächenintegral $\hat{\tilde{b}}_i$, das den magnetischen Fluss durch eine der sechs Facettenoberflächen j eines Volumenelements des Basisgitters bezeichnet. Auf den Kanten des zweiten Gitters liegen die magnetische Gitterspannung $\hat{h}_i$, der elektrische Fluss $\hat{\tilde{d}}_j$ sowie die dielektrische Verschiebung $\hat{\tilde{j}}_j$.
Aus den Gleichungen ist der Zusammenhang der integralen Zustandsvektoren mit den physikalischen Vektorgrößen $\boldsymbol{E}, \boldsymbol{B}, \boldsymbol{H}, \boldsymbol{D}$ und $\boldsymbol{J}$ abzulesen. Dabei ist es erwähnenswert, dass an realen Systemen ausschließlich die integralen Größen der FIT als Messgrößen existieren, vgl. [107][S.185]. Aufgrund der orthogonalen Verschachtelung entsprechen die Kanten des Basisgitters den Facettennormalen des Dualgitters und umgekehrt, wodurch sich die Größen ineinander überführen lassen:

$$\hat{\tilde{\boldsymbol{d}}} = \boldsymbol{M}_\epsilon \cdot \hat{\boldsymbol{e}} \qquad \hat{\tilde{\boldsymbol{b}}} = \boldsymbol{M}_\mu \cdot \hat{\boldsymbol{h}} \qquad \hat{\tilde{\boldsymbol{j}}} = \boldsymbol{M}_\kappa \cdot \hat{\boldsymbol{e}} + \hat{\tilde{\boldsymbol{j}}}_s \tag{3.128}$$

mit dem elektrischen Quellenstrom $\hat{\tilde{\boldsymbol{j}}}_s$, der als Anregung des Systems zu betrachtet ist sowie den Materialmatrizen $\boldsymbol{M}_\epsilon, \boldsymbol{M}_\mu, \boldsymbol{M}_\kappa$ der Permittivitäten ϵ, Permeabilitäten μ und der Leitfähigkeiten κ, die die Materialeigenschaften zwischen beiden Gittern beschreiben und durch eine Taylorapproximation angenähert werden. Die Herleitung der Materialmatrizen und die Berechnung, anhand der Materialparameter und Gitterpunktabstände ist für kartesische Gitter in [107] beschrieben.

Aufgrund des Approximationsfehlers der Taylorapproximation führt die Kopplung beider Gitter anhand dieser Materialmatrizen zu einem Diskretisierungsfehler.
Zudem ist anzumerken, dass es sich bei den Materialmatrizen um diagonale Matrizen handelt. Zudem ist $\boldsymbol{M}_\epsilon$ und $\boldsymbol{M}_\mu$ streng positiv definit und $\boldsymbol{M}_\kappa$ positiv semi-definit, wodurch diese Matrizen eine gute Invertierbarkeit aufweisen, vgl.[108][S.503].

Zu den Gittermatrizen zählen die Basisgittermatrizen $\boldsymbol{C}, \boldsymbol{S}$ und die Matrizen des zweiten Gitters $\boldsymbol{T}, \tilde{\boldsymbol{S}}$. Aus dem Kurvenintegral in Gl.(3.126) ist abzulesen, dass die Matrix $\boldsymbol{C}$ die Gitterspannungen $\boldsymbol{e}$ entlang der Gitterfacetten zu einer geschlossenen Kurve aufsummiert. Daher besteht die spärlich besetzte Matrix $\boldsymbol{C}^{[n_a \times n_e]}$ ausschließlich aus Nullen und vorzeichenbehafteten Einsen. Deren Dimension aus der Anzahl an n_e-Gitterkanten und n_a-Gitterfacetten definiert wird. Analog kann $\boldsymbol{T}^{[n_a \times n_e]}$ für das zweite Gitter zu den magnetischen Spannungen $\boldsymbol{h}$ gebildet werden, die auf den n_a-Facetten des Basisgitters liegen. Es gilt:

$$\boldsymbol{T} = \boldsymbol{C}^T \tag{3.129}$$

Die Struktur der Matrizen ist abhängig von der Sortierung der Gitterkanten und Gitterfacetten in $\boldsymbol{e}$ und $\boldsymbol{b}$. Beide Matrizen beschreiben einen Rotationsoperator, der in Abb. 3.24 dargestellt ist. Bei den Matrizen $\boldsymbol{S}, \tilde{\boldsymbol{S}}$ handelt es sich dagegen um diskrete Divergenzoperatoren, die sämtliche Flussgrößen, die in ein Volumenelement hinein- und hinausfließen, aufsummieren. Dabei handelt es sich bei den Flussgrößen um die Facettennormalen, die aus dem entgegengesetzten Gitter projiziert werden. Somit besitzen die spärlich besetzten Matrizen die Dimension $[n_v \times n_a]$ mit der Anzahl an n_v-Gittervolumenelementen und bestehen ebenfalls ausschließlich aus Nullen und Einsen. Für $\boldsymbol{S}, \tilde{\boldsymbol{S}}$ gelten folgende wichtige Beziehungen:

$$\boldsymbol{S} \cdot \boldsymbol{C} = \boldsymbol{0} \qquad \tilde{\boldsymbol{S}} \cdot \boldsymbol{T} = \boldsymbol{0} \tag{3.130}$$

$$\boldsymbol{G} = -\tilde{\boldsymbol{S}} \qquad \tilde{\boldsymbol{G}} = \boldsymbol{S}^T \tag{3.131}$$

die untere Gleichung beschreibt den Zusammenhang zu den Gittergradientenoperatoren $\boldsymbol{G}, \tilde{\boldsymbol{G}}$ aus den Divergenzmatrizen des jeweils anderen Gitters. Der Aufbau der Matrizen ist abhängig von der gewählten Vorzeichenkonvention der Ausgangsgitter. Das Wirkprinzip dieser Operatoren wird mit Abb. 3.25 verdeutlicht.

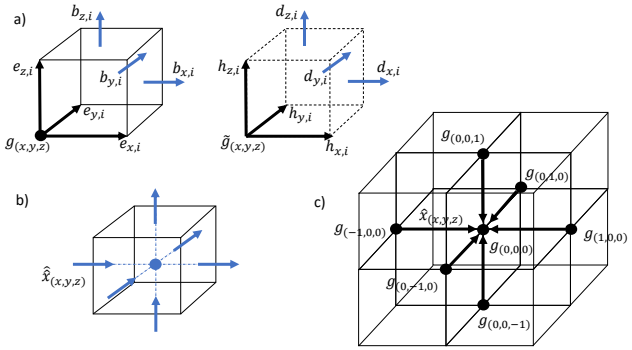


Abbildung 3.25: a) Darstellung einer möglichen Gitterindizierung für das Basis- und Dualgitter; Veranschaulichung des b) Divergenz- und c) Gradientenoperators zu den integralen Größen

Die direkte Transformation der maxwellschen Gleichungen, anhand des FIT-Schemas nach Gl.(3.122)-Gl.(3.125) stellt eine direkte Transformation dar, die frei ist von Approximierungsfehlern, vgl. [107]. T. Weiland beschreibt diesen Zusammenhang mit der Aussage, dass die Verwendung eines geschachtelten Doppelgitters und der entsprechenden Allokation der Zustandsvariablen nach dem FIT-Schema dem „natürlichen Diskretisierungsschema für elektromagnetische Probleme“ zu entsprechen scheint, vgl. [107, S.190].
Der Approximationsfehler wird durch Verbindung beider Gitter, anhand der taylorapproximierten Materialmatrizen eingeführt.
Falls kartesische Doppelgitter verwendet werden, führt die Anwendung einer expliziten Zeitintegration innerhalb der FIT zur Finiten-Differenzen-Methode (FDTD), die für diesen Spezialfall, trotz unterschiedlicher Zustandsvariablen, zu identischen Ergebnissen führt. Diese Dualität zwischen differentialen und integralen Methoden wird in der Literatur auch unter dem Begriff der Contour-FDTD (CFDTD) Methoden referenziert. Weiterführende Literatur zum Einsatz der FIT im Rahmen diverser elektrodynamischer Problemstellungen [108],[109],[110].

Elektrostatik

Für elektrostatische Probleme, die im Allgemeinen durch eine Poisson-Gleichung beschrieben werden, vereinfacht sich die Betrachtung auf elektrische Felder (E-Feld) und elektrische Spannungen am Basisgitter. Durch das Einführen von Gitterpotentialen ϕ_i an den Knotenpunkten des Basisgitters kann das Problem mithilfe der Gittermatrizen gelöst werden, vgl. Abb. 3.26:

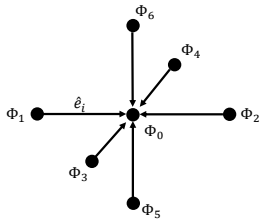


Abbildung 3.26: Veranschaulichung der Allokation der Gitterpotentiale an den Knotenpunkten des Basisgitters und des Gradientenoperators, der die sechs elektrischen Gitterspannungen in Abhängigkeit der Gittervorzeichenkonvention aufsummiert

Für das resultierende E-Feld, das als Gradient der Potentialverteilung ausgedrückt werden kann, ergibt sich folgender Zusammenhang:

$$\boldsymbol{E} = -\nabla\boldsymbol{\Phi} \qquad \longleftrightarrow \qquad \hat{\boldsymbol{e}} = -\boldsymbol{G}\boldsymbol{\Phi} = \tilde{\boldsymbol{S}}^T\boldsymbol{\Phi} \tag{3.132}$$

Die Potentialverteilung $\boldsymbol{\Phi}$ kann durch Lösen des folgenden Gleichungssystems gefunden werden:

$$\underbrace{\tilde{\boldsymbol{S}} \cdot \boldsymbol{M}_\epsilon}_{div(\epsilon)} \cdot \underbrace{\tilde{\boldsymbol{S}}^T \cdot \boldsymbol{\Phi}}_{grad(\varphi)} = \boldsymbol{q} \tag{3.133}$$

mit dem Vektor $\boldsymbol{q}$ der Ladungsverteilung. Die Gittermatrix $\tilde{\boldsymbol{S}}$ und die Materialmatrix $\boldsymbol{M}_\epsilon$ stellen somit die zentralen Bestandteile der Analyse von elektrostatischen Problemen mithilfe der FIT-Methode dar.

3.7.3 Laplace-Operator

Der Zusammenhang zwischen Potentialverteilung Φ und Ladungsdichteverteilung ρ wird durch eine Poisson-Gleichung beschrieben und ergibt sich durch Einsetzen von $\boldsymbol{E} = -\nabla\boldsymbol{\Phi}$ in das Gaußsche Gesetz, vgl. [111]:

$$\mathrm{div}(\mathrm{grad}(\boldsymbol{\Phi})) = \nabla^2\boldsymbol{\Phi} = \Delta\boldsymbol{\Phi} = -\frac{\boldsymbol{q}}{\boldsymbol{\epsilon}} = \boldsymbol{\rho} \tag{3.134}$$

mit dem Laplace-Operator $\Delta = \nabla^2$. Eine Diskretisierung und Approximation des Laplace-Operators zu einem zweidimensionalen Potentialfeld ist bspw. mithilfe des zentralen Differenzenquotienten möglich:

$$\begin{aligned}
\nabla^2\boldsymbol{\Phi} &= \frac{\partial^2\boldsymbol{\Phi}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2\boldsymbol{\Phi}}{\partial y^2} \\
&= \frac{\Phi(i_{x+1}, i_y) - 2\Phi(i_x, i_y) + \Phi(i_{x-1}, i_y)}{(\Delta x)^2} + \frac{\Phi(i_x, i_{y+1}) - 2\Phi(i_x, i_y) + \Phi(i_x, i_{y-1})}{(\Delta y)^2} \\
&= \big[\frac{2}{(\Delta x)^2} - \frac{2}{(\Delta y)^2}\Phi(i_x, i_y)\big] - \frac{1}{(\Delta x)^2}\Phi(i_{x+1}, i_y) - \frac{1}{(\Delta x)^2}\Phi(i_{x-1}, i_y) \\
&\quad - \frac{1}{(\Delta y)^2}\Phi(i_x, i_{y+1}) - \frac{1}{(\Delta y)^2}\Phi(i_x, i_{y-1})
\end{aligned} \tag{3.135}$$

Hierbei wurde ein äquidistantes, kartesisches Gitter mit Kantenlängen $\Delta x, \Delta y$ in x,y-Richtung angenommen. Die Terme in Gl.(3.135) können in der Matrix $\boldsymbol{L}$ gesammelt werden, wodurch ein weiteres Gleichungssystem zur Poisson-Gleichung resultiert, mit dessen Hilfe die diskrete Potentialverteilung $\boldsymbol{\Phi}$ gefunden werden kann:

$$\nabla^2\boldsymbol{\Phi} = \boldsymbol{L}\Phi = -\frac{\boldsymbol{q}}{\boldsymbol{\epsilon}} \tag{3.136}$$

der zentrale Differenzenquotient kann ebenso auf ein dreidimensionales Gitter übertragen werden.

3.7.4 Kapazitätsbestimmung

IEM-Methode

Eine weitere Möglichkeit zur Bestimmung der Ladungsverteilung aus Gl.(3.134) ist die Anwendung von Greens-Funktionen zur Lösung des Laplace-Operators in integraler Form, [111, S.31]. Die Lösung solcher elektrostatischer Probleme in integraler Form wird unter dem Begriff der IEM-Methoden ('Integral Equation Method') zusammengefasst. Diese Methodik stellt ein verbreitetes Mittel zur Kapazitätsanalyse beliebig geformter Leitersysteme dar, vgl. [112].
Zunächst werden die Oberflächen sämtlicher Leiter in einzelne Flächenelemente a_i aufgeteilt, deren Flächenschwerpunkt über die Vektoren $r_i(x, y, z)$ definiert wird.

Die Lösung des Laplace-Operators folgt, mithilfe der Green'schen Funktionen $G(r, r')$ unter Berücksichtigung der Ladungsdichte $\boldsymbol{\rho}$ durch folgendes Integral:

$$\Phi(\boldsymbol{r}(x, y, z)) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0}\int_R \frac{1}{||\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}'||^2} \cdot \boldsymbol{\rho}(\boldsymbol{r}'(x', y', z'))dr' \qquad G(r, r') = \frac{1}{4\pi||\boldsymbol{r} - \boldsymbol{r}'||^2} \tag{3.137}$$

dabei wird die unbekannte Flächenladungsdichte $\rho_i(\boldsymbol{r}'(x', y', z')) = a_i f_n$ über eine Basisfunktion f_n angenähert. Bei ausreichend kleiner Diskretisierung kann die Ladungsdichte pro Flächenelement als konstant angenommen werden, wodurch sich die Basisfunktion zu einem konstanten Wert $f_n = c_i$ vereinfacht. Unter der Annahme bekannter Leiteroberflächenpotentiale $\boldsymbol{\Phi}$ lässt sich ein lineares Gleichungssystem zu den gesuchten Basisfunktionen aus insgesamt n-Flächenelementen und k-Leitern aufstellen:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{A}_{1,1} & \dots & \boldsymbol{A}_{1,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \boldsymbol{A}_{n,1} & \dots & \boldsymbol{A}_{n,n} \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}_{\text{iem}}} \cdot \begin{bmatrix} c_0 \\ \vdots \\ c_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \vdots \\ \Phi_k \end{bmatrix} \qquad A_{i,j} = \frac{a_i}{4\pi\epsilon_0 \cdot ||\boldsymbol{r}_j - \boldsymbol{r}_i'||^2} \tag{3.138}$$

Das Oberflächenpotential $\boldsymbol{\Phi}(x, y, z)|_{A_i}$ eines elektrischen Leiters mit Oberfläche A_i kann als konstant angenommen werden, da das elektrische Feld im Inneren des Leiters verschwindet [111, S.48].
Des Weiteren existieren nach Gl.(3.137) Singularitäten in den Diagonaleinträgen der Matrix $\boldsymbol{A}_{\text{iem}}$, die nach Bancroft et al. über folgende Näherungslösung eliminiert werden können, [113],[112]:

$$A_{i,i} = \frac{\Delta h}{\pi\epsilon_0} \ln(1 + \sqrt{2}) \tag{3.139}$$

die von einer festen Schrittlänge Δh eines quadratischen Flächenelements ausgeht und für eine quadratische Leiterplatte aufgestellt wurde. Mit Gl.(3.138) kann die Berechnung der Ladungsdichten für ein System aus Leitern mit bekannten Oberflächenpotentialen erfolgen. Die Integration über sämtlichen n-Flächenelementen für jedes Oberflächenpotential entspricht einer Superposition der Ladungsträger, wodurch ein hoher numerischer Aufwand resultiert, der mit $O(n^2)$ skaliert. Die Anwendung der Greenschen Funktionen zur gewichteten Schätzung der Ladungsverteilung auf Basis der gegenseitigen Entfernung der einzelnen Flächenelemente wird auch als Momentenmethode (MoM) bezeichnet, [112].
Zur Berechnung der Kapazitäten werden die Leiter nacheinander jeweils mit 1V-Potential beaufschlagt, während den anderen Leiteroberflächen ein Nullpotential zugewiesen wird. Anschließend werden die so gefundenen Ladungen leiterabhängig aufsummiert, wodurch Kapazitäten nach $C = Q/U$ resultieren.

$$C = \frac{1}{U} \sum_{i}^{n} \rho_n a_n \tag{3.140}$$

Diese können in einer Kapazitätsmatrix C_{matrix} zusammengefasst werden, die die Eigenkapazitäten der Leitern als Diagonaleinträge C_{ii} sowie die gegenseitigen Kapazitäten zwischen den Leitern auf den Seiteneinträgen C_{ij} enthält:

$$\boldsymbol{C}_{\text{matrix}} = \begin{bmatrix} C_{11} & \dots & -C_{1n} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{n1} & \dots & C_{nn} \end{bmatrix} \tag{3.141}$$

Diese besitzt einen symmetrischen Aufbau mit $C_{ij} = C_{ji}$. Eine einfache Berechnung der Kapazitätsmatrix kann über folgenden Ansatz erfolgen:

$$\boldsymbol{C}_{\text{matrix}} = \boldsymbol{P}_u^T \cdot \underbrace{\boldsymbol{A}_{\text{iem}}^{-1} \cdot \boldsymbol{P}_u}_{\boldsymbol{Q}} \qquad \boldsymbol{P}_u = \begin{bmatrix} \mathbf{1}^{[n_1 x 1]} & \mathbf{0}^{[n_1 x 1]} \\ \mathbf{0}^{[n_2 x 1]} & \mathbf{1}^{[n_2 x 1]} \end{bmatrix} \tag{3.142}$$

mit der Matrix der gefundenen Teilladungen $\boldsymbol{Q}$ und $n = n_1 + n_2$ am Beispiel eines Systems aus zwei Leitern (k=2) bestehend aus jeweils n_1 und n_2-Flächenelementen. Zur Anregung werden mehrere Spaltenvektoren benötigt, die in der Matrix $\boldsymbol{P}_u^{[n \times k]}$ zusammengefasst werden. Durch Multiplikation der Lösungsmatrix mit der transponierten Matrix P_u^T werden die Teilladungen entsprechend aufsummiert. Weiterführende Literatur zur Kapazitätsbestimmung mithilfe MoM-/IEM-Methodik [114],[115],[116].

Energiebasierte Kapazitätsbestimmung

Eine weitere Methode zur Kapazitätsberechnung basiert auf der Auswertung der Feldenergien, die in dem System gespeichert werden, vgl.[117]. Dies bietet den Vorteil, dass Feldlinienverläufe außerhalb der direkten Sichtlinien zwischen zwei Flächenelementen berücksichtigt werden können. Deshalb sind höhere Kapazitätswerte im Vergleich zur IEM-Methodik zu erwarten. Ein Nachteil ist, dass das elektrische Feld für das gesamte Gittervolumen, einschließlich des zwischen den Leitern befindlichen Raumes mit ausreichender Auflösung, zu berechnen ist. Solche Verfahren werden unter dem Begriff der 'Stored Energy Methods' (SEM) zusammengefasst.
Die Energie des elektrischen Feldes ergibt sich zu:

$$W = \frac{1}{2} \iiint_V (\boldsymbol{D} \bullet \boldsymbol{E}) \cdot dx \cdot dy \cdot dz = \frac{\epsilon_0}{2} \iiint_V \boldsymbol{\epsilon}_r \cdot ||\boldsymbol{E}||^2 \cdot dx \cdot dy \cdot dz \tag{3.143}$$

Mit dem Vektor ϵ_r, der die relativen Materialpermittivitäten jedes Volumenelements enthält und der elektrischen Flussdichte $\boldsymbol{D}$:

$$\boldsymbol{D} = \epsilon_0 \cdot \boldsymbol{\epsilon}_r \cdot \boldsymbol{E} \tag{3.144}$$

Die Kapazität C ergibt sich durch Einsetzen der Feldenergien W in die Energiegleichung des Kondensators:

$$C = \frac{2W}{U^2} = \frac{\epsilon_0}{U^2} \iiint_V \boldsymbol{\epsilon}_r \cdot ||\boldsymbol{E}||^2 \cdot dx \cdot dy \cdot dz \qquad \text{aus} \qquad W = \frac{1}{2} C U^2 \tag{3.145}$$

zur Berechnung des E-Feldes werden die Leiterplatten typischerweise mit $\pm 1V$ beaufschlagt, wodurch sich der Nenner vereinfacht.

Kapitel 4

Herleitung der Aufgabenstellung

Bislang wurde mit den Kapiteln zur Problemstellung und Motivation ein vorläufiges Ziel definiert. Das Ziel umfasst die Entwicklung direkter und indirekter Einklemmschutzlösungen am Anwendungsfall des FH-Systems vgl. Abs. 1.1. Nachfolgend wird die Zielstellung weiter ausgearbeitet und ein Vorgehen für die Modellbildung definiert. Das Vorgehen soll aus zueinander abgrenzbaren Modellansätzen bestehen, die zusätzliche Anforderungen erfüllen.
Zur Definition der Modellansätze werden zunächst Problemfelder am FH-System und deren Einflussfaktoren betrachtet. Als Hilfestellung wurde im Stand der Technik eine Übersicht zum technischen Umfeld aufgezeigt. Dieser behandelte unter anderem das Feld der weltweiten gesetzlichen EKS-Anforderungen, existierende Einklemmschutzlösungen, Patente sowie den Aufbau und die Eigenheiten von FH-Systemen, vgl. Abs. 2. Aus den Einflussfaktoren werden neue Anforderungen abgeleitet, die unter Berücksichtigung der Ausgangsrandbedingungen zu Hauptzielen gruppiert werden. Für die Ausgangsrandbedingungen existieren die Vorgaben, dass:

(R1) Keine mechanischen Veränderungen am System vorzunehmen sind

(R2) Derzeitige Rechenkapazitäten nicht als Einschränkung zu betrachten sind

Die Randbedingungen (R1) gilt unter der Annahme, dass weitere funktionale Anforderungen wie Dichtigkeit und Schallisolation an den Scheibenlauf bestehen, weshalb mechanische Modifikationen ausgeschlossen werden. Zudem zeichnet sich der zukünftige Einsatz zentralisierter Steuergerätearchitekturen ab, der eine Auslagerung von Modellberechnungen erlaubt, weshalb Einschränkungen hinsichtlich der Rechenkapazitäten mit (R2) zu vernachlässigen sind. Als Ausgangsanforderung wurde der Entwurf von (A1) direkten und (A2) indirekten Einklemmschutzlösungen definiert.
Nach dem Aufstellen der Hauptziele werden diese in Teilbereiche zerlegt. Zu den Teilbereichen werden Teillösungen recherchiert, die im Anschluss verglichen werden. Die Teillösungen umfassen theoretische Modelle und Sensorkonzepte, die in den vorangegangenen Kapiteln aufgeführt wurden. Aus dem Vergleich der Teillösungen werden abschließend die Modellansätze zu den Hauptzielen abgeleitet.

Das Vorgehen für dieses Kapitel ist in Abb. 4.1 zusammengefasst.

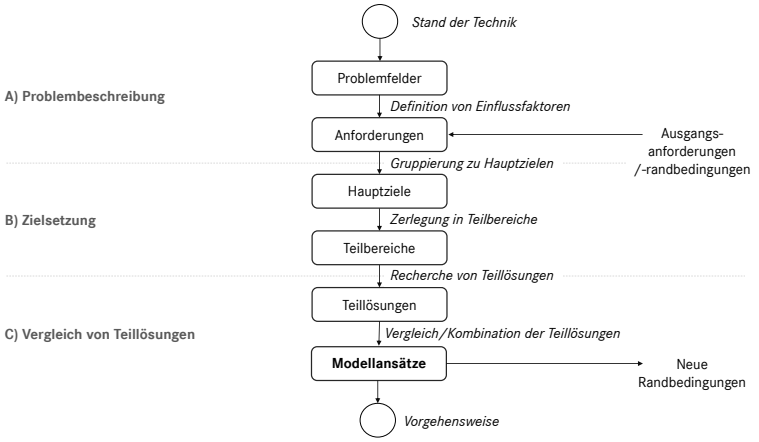


Abbildung 4.1: Vorgehensweise zur Herleitung der Aufgabenstellung

Der beschriebene Ablauf kann in drei Unterkapitel, der Problembeschreibung A), der Zielsetzung B) und dem Vergleich von Teillösungen C) aufgeteilt werden.

4.1 A) Problembeschreibung

Als Erstes erfolgt eine Auflistung bekannter Problemfelder an heutigen FH-Systemen, vgl. Tab. 4.1. Da eine Vielzahl an Einflussfaktoren existiert, wird die Betrachtung auf Haupteinflussfaktoren und deren Einflussfaktoren zweiten Grades beschränkt, die aus der Sicht des Autors als sinnvoll erscheinen, vgl. Abs. 2.2.3. Aus den Einflussfaktoren werden nachfolgend weitere Anforderungen definiert.

No.	Problemfeld
1	Fehldetektionen
2	EKS-Sensitivität (2-65N/mm)
3	Lastprofilvarianz
4	Querkräfte und Hebelwirkung
5	Positionierdrift
6	Motorbürstenabnutzung
7	Parametrisierungsaufwand des EKS
8	Dichtigkeit und Geräuschentwicklung

Tabelle 4.1: Bekannte Problemfelder am Fensterhebersystem mit indirekter EKS-Regelung, die in gegenseitiger Wechselwirkung stehen

Fehldetektionen (1) und mangelndem Reaktionsvermögen (2) liegt die indirekte Detektion des Einklemmfalls zugrunde. Zur Gewährleistung höherer Sensitivitäten ergeben sich Anforderungen an

wiederholbare Lastprofile und an niedrigere Auslöseschwellen. Die Wiederholgenauigkeiten werden maßgeblich durch die Steifigkeit des Aufbaus bestimmt, welche durch (*R1*) als unveränderlich angenommen wird. Die Steifigkeit des Aufbaus wird durch die Vorspannung sowie maßhaltige Komponenten bestimmt und ist nicht zu verwechseln mit der Systemsteifigkeit. Diese wirkt sich auf den Kraftanstiegsgradienten aus und ist ausschlaggebend für die Systemzeitkonstanten und das Umkehrspiel.
Das veränderliche Lastprofil, das durch die Lastprofilvarianz (3) ausgedrückt wird, kann auch als Einflussfaktor ersten Grades auf die zwei ersten Punkte angesehen werden. Für die Lastprofilvarianz (3) ergeben sich weitere Abhängigkeiten zum eingesetzten Fertigungsverfahren, dem Montagevorgang, den Bauteiltoleranzen, der Bauteilauslegung sowie zu den verwendeten Materialien, die thermischen Witterungs- und Alterungseinflüssen standzuhalten haben. Aus diesen resultieren Parameterabhängigkeiten, die sich insbesondere in einem positions-, geschwindigkeits- und temperaturabhängigen Lastverlauf widerspiegeln. Aufgrund der zu erwartenden Spreizung erscheint eine baureihenübergreifende Vorparametrierung der Auslöseschwellen als ungeeignet, um hohe Sensitivitäten zu gewährleisten. Daher wird die Nachidentifikation des Lastprofils als Anforderung an die Modellbildung übernommen. Die Verfahrgeschwindigkeit der Fensterscheibe übt eine weitere Rückwirkung auf den Kraftanstieg aus und wird mit Hochlaufgeschwindigkeiten von ca. 0.15m/s, aufgrund von Komfort- und funktionalen Anforderungen, ebenfalls als unveränderlich betrachtet.
Darüber hinaus bestehen Abhängigkeiten zu den elektronischen Komponenten, die sich durch die Genauigkeit und Abtastraten der Messumwandlung sowie durch die Berechnungszeit der Algorithmen auf den EKS auswirken. Diese werden durch die eingesetzten Messprinzipen und Sensoren sowie durch die Leistungs- und Speicherkapazitäten der eingesetzten Recheneinheiten beeinflusst. Die Einflussfaktoren und abgeleiteten Anforderungen zu Problemfeld (1) bis (3) sind in Tab. 4.2 zusammengefasst:

Problemfeld	**Haupteinflüsse**	**Einflussfaktoren**	**Anforderungen**
Fehldetektion	Lastprofilstabilität	Positioniergüte Identifizierbarkeit Parameteranregung (T,t)	Stabilere SLP Identfikationsverfahren Vorparametrierung
	Übersensitivität	Schwellwerteinstellung Reaktionsvermögen	Lernfähiges Verfahren Kleine Schwellwerte Stabile Zeitableitung
Untersensitivität	Systemzeitkonstante	Systemsteifigkeit	Unveränderlich (R1)
	Kraftanstieg	Verstellgeschwindigkeit Systemsteifigkeit	Einhaltung von 65N/mm und FMVSS-118
	Messprinzip	Messgegenstand Messgenauigkeit Abtastraten	Entwicklung eines indirekten- und direkten EKS
	Tresholds	Fehlreversierhäufigkeit Wiederholgenauigkeit	Nachkalibrierung Höhere Zeitableitung
Lastprofilvarianz	Toleranzen	Fertigungstoleranzen Montagetoleranzen	Nachidentifikation während des Betriebs
	Materialien	Setzverhalten Witterungsbeständigkeit	
	Temperaturen	Motortemperatur Außentemperatur	Temperaturmodelle

Tabelle 4.2: Einflussfaktoren zu den ersten drei Problemfeldern und abgeleitete Anforderungen

Für die Problemfelder 4-8 aus Tab. 4.1 bestehen Überschneidungen mit den gefundenen Anforderungen in Tab. 4.2, weshalb direkt zur Definition der Hauptziele übergegangen wird.

4.2 B) Zielsetzung

Als Erstes werden die aus dem vorangegangen Abschnitt gefundenen Anforderungen gruppiert und zu vier Hauptzielen mit Nebenanforderungen zusammengefasst. Die vier Hauptziele setzen sich zusammen aus dem Entwurf einer Lastprofilidentifikation (I), eines indirekten Einklemmschutzes (II), eines Algorithmus zur sensorlosen Positionierung (III) sowie dem Entwurf eines berührungslosen Einklemmschutzes mit einer direkten Erfassung der Einklemmobjekte (IV). Als Nächstes werden die Hauptziele in Teilbereiche zerlegt, vgl. Tab. 4.3:

Hauptziel	**Nebenanforderungen**	**Teilbereiche**
(I) Lastprofilidentifikation	Identifikationsverfahren Lernfähiges Verfahren Onlineidentifikation Vorparametrierung	a) Abstraktionsverfahren b) Approximationsverfahren
(II) Indirekter EKS	Indirekte Detektion Lastprofilidentifikation Thresholdnachkalibrierung Temperaturausgleich Onlineidentifikation Stabilere Zeitableitung Einhaltung 2-65N/mm	a) Abstraktionsverfahren b) Approximationsverfahren c) Auslöseindikator d) Thermomodellierung
(III) Sensorlose Positionierung	Stabilere sensorlose Positionierung	a) Vorfilterung b) Detektionsverfahren c) Nachfilterung
(IV) Direkter EKS	Direkte Detektion Einhaltung FMVSS-118	a) Sensormessprinzip b) Sensorplatzierung c) Sensorkalibrierung d) Abstraktionsverfahren e) Schwellwertberechnung

Tabelle 4.3: Die vier Hauptziele der Modellbildung zerlegt in Teilbereiche

Die Teilbereiche unterteilen die Hauptziele in thematisch getrennte Einheiten, zu denen Teillösungen recherchiert werden. Die Unterteilung soll eine bessere Vergleichbarkeit der Teillösungen bieten, ohne den Lösungsraum einzuschränken. Als Nächstes werden die gefundenen Teillösungen aufgelistet und anschließend in Abs. 4.3 verglichen. In Tab. 4.4 sind die Teillösungen zur Lastprofilidentifikation dargestellt.
Zu den eingeführten Teilbereichen gehören Abstraktions- und Approximationsverfahren. Das Abstraktionsverfahren beschreibt die Generierung neuer Ausgangssignale auf Basis der zur Verfügung stehenden Messdaten und dient als Vorstufe zum Approximationsverfahren. Dies kann einer einfachen Filterung oder einem modellbasierten Ansatz entsprechen. Das Approximationsverfahren beschreibt die Nachbildung dieser Ausgangssignale und das Lernen von Parameterabhängigkeiten.

Lastprofilidentifikation	Teilbereiche	Teillösungen
(I)	a) Abstraktionsverfahren	FIR/IIR-Filter
		Lineare Beobachter
		Nichtlineare Beobachter
		Open-Loop Modelle
	b) Approximationsverfahren	Lookuptabellen
		Polynomregression
		RBF-NN
		MLP-NN
	a)+b)	Lernfähige Beobachter
		Adaptiver IIR
		Rekurrente NN
		NARX

Tabelle 4.4: Teillösungen zur Lastidentifikation in Abhängigkeit der Teilbereiche

Als Teil des Abstraktionsvorgangs zur Lastprofilidentifikation wurden vier Teillösungen identifiziert. Zu diesen zählt eine direkte Filterung der Messsignale durch digitale oder HW-basierte IIR/FIR-Filter. Zudem wäre ein beobachterbasierter Ansatz möglich, der lineare Beobachter, wie den Luenberger, oder nichtlineare Beobachter, wie Derivate der Kalmanfilterfamilie enthalten kann. Zuletzt werden einfache Open-Loop Modelle ohne Ausgangsrückführung genannt, die in der Lage sind, einfache Schätzwerte zu liefern.
Als Approximatoren sind Lookuptabellen, neuronale Netze, insbesondere RBF-Netze sowie die Polynomregression zu nennen, die zur Klasse der statischen Funktionsapproximatoren zählen.
Der lernfähige Beobachter bildet, ebenso wie dynamische Approximatoren, eine Brücke zwischen den Teilbereichen und vereint Abstraktion und Approximation. Als dynamische Approximatoren sind rekurrente neuronale Netze zu nennen. Zur Prädiktion von Zeitreihen können zudem NARX-Strukturen eingesetzt werden, die ebenfalls eine einfache Rekurrenz in Form einer Ausgangsrückführung aufweisen und nicht auf neuronale Netze beschränkt sind, [118]. Eine weitere Möglichkeit bietet der Einsatz rekurrenter, adaptiver IIR-Filter, die eine Anpassung der Filterkoeffizienten an das Streckenverhalten erlauben.
Bei der Funktionsapproximation ist zusätzlich das Lernverfahren zu beachten, das sich auf den Rechen- und Speicherbedarf auswirkt. Die Anforderungen an das Lernverfahren werden im Vergleich der Teillösungen mitberücksichtigt.

Indirekter EKS	Teilbereiche	Teillösungen
(II)	a) Lastprofilidentifikation	Tab. 4.4
	b) Auslöseindikator	Strombasiert
		Geschwindigkeitsbasiert
		Drehmomentbasiert
		Beobachterfehlerbasiert
	c) Thermomodellierung	Funktionsapproximation
		Lumped-Node Modelle
		Numerische Modelle

Tabelle 4.5: Teillösungen zum indirekten EKS in Abhängigkeit der Teilbereiche

Die drei Teilbereiche des indirekten EKS setzen sich zusammen aus der Lastprofilidentifikation, dem Auslöseindikator und der Thermomodellierung. Die Lastprofilidentifikation besitzt die in Tab. 4.4 dargestellte Aufteilung und führt auf dieselben Teillösungen. Jedoch existieren unterschiedliche Anforderungen, die sich beim EKS aus der Abstraktion einer zur Einklemmkraft sensitiven

Ausgangsgröße und einer zuverlässigen Schwellwertberechnung zusammensetzen, die weitere Glättungsmaßnahmen enthalten kann. Eine Unterscheidung hinsichtlich dieser Anforderungen findet im Vergleich der Teillösungen statt.
Mit dem Auslöseindikator soll definiert werden, welche Größen in der Schwellwertberechnung berücksichtigt werden. In der Literatur werden strom- und geschwindigkeitsbasierte Ansätze sowie Lastmomentschätzungen verwendet. Als weitere Teillösung wurde der Beobachterfehler identifiziert, dessen Vergrößerung auf einen unmodellierten Einfluss hindeuten kann. Zudem könnte eine Kombination mehrerer Ausgangsgrößen als Auslöseindikator zur Einklemmfalldetektion angewendet werden.
Da sich der Motor aufgrund hoher Stellströme sehr schnell erhitzt, ist ein Thermoschutzmodell entsprechend der Anforderung in Tab. 4.2 in der Modellbildung zu berücksichtigen. Für dieses kann eine analytische Funktionsapproximation oder ein numerisches Modell über die Differentialgleichungen zur Wärmeleitung nach Fourier und Diskretisierung des Motors durchgeführt werden, [119]. Einen Mittelweg bietet das Lumped-Node Verfahren, das eine Analogie zu elektrischen Schaltkreisen aufweist, [120, S.3].
Als Nächstes werden die Teilbereiche zur sensorlosen Positionierung betrachtet, vgl. Tab. 4.7.

SLP	**Teilbereiche**	**Teillösungen**
(III)	a) Detektionsverfahren	Algorithmisch
		Nulldurchgang
		FFT
		Pattern Recognition
	b) Vorverarbeitung	FIR/IIR-Filter
		Adaptive Filter
		Lock-In Filter
	c) Nachbereitung	Plausibilisierung
		FIR/IIR-Filter
		Kalman Filter 3.4.1

Tabelle 4.6: Teillösungen zur sensorlosen Positionierung in Abhängigkeit der Teilbereiche

Für das SLP-Verfahren wird eine Aufteilung in drei Teilbereiche definiert, die aus dem Detektionsverfahren, dem Vorverarbeitungsschritt und dem Nachbereitungsschritt bestehen. Das Detektionsverfahren bestimmt, wie das Positions-/Geschwindigkeitssignal des Rotorankers aus dem Ausgangssignal des Vorverarbeitungsschritts gebildet wird.
Als Detektionsverfahren, welches auf Muster im Signalverlauf reagiert, wird ein algorithmischer Ansatz sowie eine KI-gestützte Pattern Recognition genannt. Zu den konventionellen Verfahren zählt der Nulldurchgang des Ausgangssignals sowie die Auswertung per FFT, die die Rotorgeschwindigkeit aus der dominanten Signalfrequenz ableiten kann. Der gewählte Vorverarbeitungsschritt ist abhängig vom Detektionsverfahren und kann aus einer einfachen Filterung bestehen, die Rauschanteile unterdrückt und die Signalmerkmale möglichst verzögerungsfrei hervorhebt. Über eine adaptive Filterung kann eine Grenzfrequenzeinstellung erfolgen, wodurch die Detektion per Nulldurchgang ermöglicht wird. Mit einem Lock-In Filter könnten Rauschanteile noch gezielter herausgefiltert und die erwarteten Frequenzanteile verstärkt werden. Mit der Nachbereitung kann eine algorithmische Plausibilisierung zur Häufigkeit und dem Auftreten neuer Rippleflanken eingebracht werden, das einen Korrekturschritt darstellt. Zur Schätzung der Rotorgeschwindigkeit kann eine Zeitableitung durch zusätzliche Filterung oder einen modellbasierten Kalmanfilteransatz im Nachbereitungsschritt eingeführt werden.
Als Letztes werden die Teilbereiche des direkten EKS betrachtet, vgl. Tab. 4.7:

Direkter EKS	Teilbereiche	Teillösungen
(IV)	a) Sensormessprinzip	Kapazitiv
		Optisch
		Ultraschall
		Radar

Tabelle 4.7: Teillösungen zum direkten EKS Konzept in Abhängigkeit der Teilbereiche

Für das Sensormessprinzip werden vier Arten berücksichtigt, die im Stand der Technik in Abs. 2.1.3 dargestellt wurden. Ein kapazitives Messprinzip durch den Einsatz einer oder mehrerer Elektroden, die in der Nähe des Einklemmbereichs platziert werden. Als Zweites werden optische Messprinzipien aufgeführt, zu denen bspw. eine kamerabasierte Überwachung des Einklemmbereichs oder Lichtschrankensysteme zählen. Des Weiteren werden Ultraschallsensoren betrachtet, die einen kegelförmigen Überwachungsbereich bieten. Als Letztes wird der Einsatz von Radarsensoren im Innenraum des Fahrzeugs in Erwägung gezogen.
Die in Tab. 4.3 aufgeführten Teilbereiche zur Sensorplatzierung, -kalibrierung und Abstraktionsverfahren sind abhängig vom Sensormessprinzip und werden nachfolgend im Vergleich der Teillösungen unter der Berücksichtigung neuer Anforderungen und dem Einführen weiterer Randbedingungen ausgewertet.

4.3 C) Vergleich der Teillösungen

Aus den gefundenen Teillösungen wird nun ein Vorgehen für die weitere Modellbildung abgeleitet. Als Richtlinie sollen Modellierungsansätze bevorzugt werden, die sich aus neuen Gesamtlösungen oder einer neuen Kombination bekannter Teillösungen zusammensetzen, sodass sie sich vom Stand der Technik abheben.

Lastprofilidentifikation
In Tab. 4.4 wurden mit dem Abstraktions- und dem Approximationsverfahren zwei Teilbereiche zur Lastprofilidentifikation eingeführt. Das Abstraktionsverfahren bestimmt den Identifikationsgegenstand, der durch das Approximationsverfahren anzunähern ist. Als Identifikationsgegenstand zur FH-Regelung wird die innere Reibung des Systems in Betracht gezogen, die sich insbesondere aus dem Dichtungseingriff zwischen Fenster und umlaufenden Dichtungen sowie aus der inneren Reibung der Hebermechanik ergibt. Diese bildet die größte Unbekannte des Systems, die nur schwer modellierbar erscheint. Im Gegensatz dazu kann die restliche Systemdynamik durch einen modellbasierten Ansatz in die Identifikation einfließen. Als Modellierungsansatz werden nichtlineare Ansätze bevorzugt, die in der Lage sind, das Selbsthemmungsverhalten und die Blockanschläge der Fensterscheibe als Teil des Modells abzubilden. Diese beiden Effekte sind wesentlicher Bestandteil des Fensterheberbetriebs, welche durch lineare Ansätze nicht abbildbar erscheinen. Für das Abstraktionsverfahren werden daher ausschließlich nichtlineare Beobachter in Betracht gezogen. Gegenüber linearen Beobachtern, die auf ein lineares Gleichungssystem beschränkt sind, können bei nichtlinearen Beobachtern beliebige Modellierungsansätze in der Prozessmodellierung berücksichtigt werden. Dies ermöglicht eine hohe Flexibilität und Erweiterbarkeit des Modells.
Lernfähige Beobachter besitzen den Vorteil, dass unbekannte Streckenanteile nachidentifiziert werden können. Mit einem lernfähigen Beobachter wird Abstraktion und Approximation einer isolierten Nichtlinearität in einem Verfahren vereinheitlicht. Eine weitere Alternative, die in den Teillösungen aufgeführt wurde, sind rekurrente Netze. Diese bieten allerdings eine geringe Nachvollziehbarkeit. Zudem ist der Systemaufbau bekannt und kann mit einer analytischen Modellierung unterstützt werden, weshalb rekurrente Netze aus der Betrachtung ausgeschlossen werden. Ebenso werden andere abstrakte Ansätze wie NARX und adaptive IIR-Filter ausgeschlossen, die eine Voridentifikation benötigen und eine geringe Interpretierbarkeit der identifizierten Parameterwerte besitzen.
Zur Approximation werden Lookuptabellen, RBF- und MLP-Netze aufgeführt. Eine Approximation mithilfe von RBF-Netzen bietet den Vorteil von sehr guten Glättungseigenschaften sowie einer

sehr guten Interpretierbarkeit der neuronalen Gewichte. Dies könnte Vorteile gegenüber einer Lookuptabelleninterpolation erzielen, die im Stand der Technik Anwendung findet.
Als Neuerung soll das Verfahren des linearen, lernfähigen Beobachters mit einem nichtlinearen Beobachteransatz erweitert werden.
Da sowohl ein hohes Prozess- als auch Messrauschen zu erwarten ist, wird als Beobachtervariante der robuste Unscented Kalman Filter (UKF) gewählt. Als Quellen von Prozessrauschen sind ungelernte Reibanteile, das Kommutierungsverhalten des Motors, Parameterabweichungen und Modellabweichungen im Lastwechselverhalten zu nennen. Das Messrauschen kann bspw. durch Fehldetektionen und Verzögerungen der sensorlosen Positionsdetektion sowie durch die Kommutierung des Motors beeinflusst werden. Der UKF bietet gegenüber anderen nichtlinearen Ansätzen den Vorteil einer robusten Beobachtung. Der Einsatz von RBF-Netzen erfordert das Training der neuronalen Gewichte, weshalb das Verfahren zusätzliche Lookuptabellen enthält, die keine Interpolationseigenschaften besitzen. Da das Reibverhalten hohe Positions- und Temperaturabhängigkeiten aufweist, werden diese Abhängigkeiten als Anforderung an die Identifikation übernommen. Dadurch erhöht sich die Eingangsdimension des Approximationsverfahrens.
Der beschriebene Modellierungsansatz ist in Tab. 4.8 zusammengefasst.

(I) Lastprofilidentifikation

	Teilbereiche
	Abstraktion/Approximation
Modellansatz	Lernfähiger Nichtlinearer Beobachter (UKF+RBF) Innere Reibung als Identifikationsgegenstand

Tabelle 4.8: Modellansatz zur Lastprofilidentifikation

Indirekter EKS
Für den indirekten EKS wurden drei Teilbereiche aufgestellt, bestehend aus einem Abstraktions- und einem Approximationsverfahren, welche zu einer Lastprofilidentifikation zusammengefasst werden, dem Auslöseindikator sowie der Thermoschutzmodellierung. Die Lastprofilidentifikation beschreibt die kontinuierliche Anpassung des EKS auf ein wechselndes Systemverhalten, das durch innere und äußere Einflüsse bestimmt wird. Der Auslöseindikator beschreibt welche gemessene oder abstrakte Größe zum Auslösen des EKS verwendet wird. Im Stand der Technik finden Verfahren mit strom- und geschwindigkeitsbasierter Indikation Anwendung, die interpolierte Lookuptabellen zur Schwellwertanpassung verwenden. Aus den vorangegangenen Betrachtungen zur Lastprofilidentifikation aus Tab. 4.8 wird eine Synergie angestrebt, die eine Weiterverwendung des Identifikationsverfahrens im indirekten EKS erlaubt. Der Einsatz von lernfähigen Beobachtern mit nichtlinearen Streckenmodellen könnte eine Verwendung des Beobachterfehlers als Auslöseindikator ermöglichen. Durch die Nachidentifikation könnten hohe Übereinstimmungen des Streckenmodells erzielt werden. Dadurch könnten kleine Änderungen durch externe Krafteinwirkungen im Beobachterfehler sichtbar hervortreten und zum Auslösen des EKS verwendet werden. Deshalb wird die Verwendung des Beobachterfehlers als Auslöseindikator als Anforderung in die Modellbildung übernommen. Um die Reaktionsfähigkeit weiter zu erhöhen, wird eine stabile Zeitableitung der individuellen Fehlerkomponenten angestrebt.
Als dritter Teilbereich wird das Thermomodell aufgeführt, das aufgrund der schnellen Erwärmung für eine Korrektur des Motorwiderstands verwendet werden soll. Dadurch soll eine höhere Modell- und Identifikationsgüte sichergestellt werden. Zusätzlich wird das Thermomodell als Überhitzungsschutz eingesetzt. Zur Thermomodellierung soll ein Lumped-Node-Ansatz verwendet werden, der aufgrund abstrakter Modellparameter durch ein Parameteridentifikationsverfahren gestützt wird. Der Vorteil gegenüber einer Funktionsapproximation ist die Interpretierbarkeit und Zustandspropagation in den nächsten Zeitschritt, die bei einer Funktionsapproximation durch eine zusätzliche Rekurrenz oder Rückführung abzubilden wäre. Gegenüber vollständigen, numerischen Wärmeleitungsmodellen bietet das Lumped-Node Modell einen deutlich geringeren Berechnungs- sowie Modellierungsaufwand und

ist für eine Onlineimplementierung geeignet.
Die Modellansätze des indirekten EKS sind in Tab. 4.9 zusammengefasst.

(II) Indirekter Einklemmschutz

	Teilbereiche		
	Abstraktion-/ Approximation	**Auslöseindikator**	**Thermomodell**
Modellansatz	Tab. 4.8	Beobachterfehler Zeitableitungen	Lumped-Node-Ansatz Parameteridentifikation

Tabelle 4.9: Modellansatz zum indirekten Einklemmschutz

Sensorlose Positionierung
An konventionellen Fensterhebersystemen kann die Messung des Motorstroms als einzige verfügbare Messgröße als Randbedingung angenommen werden. Somit bildet die Modellierung einer sensorlosen Positionierung die Basis für die Implementierung jeglicher positions- oder geschwindigkeitsabhängiger Modellansätze. Dies kann durch die Beobachtbarkeit eines linearen Motormodells begründet werden, welche bei fehlender Messung einer Bewegungsgröße ein Rangedefizit in der Beobachtbarkeitsmatrix aufweist, vgl. Anhang Gl.(8.2.2). In Tab. 4.6 wurden drei Teilbereiche für die SLP definiert. Diese bestehen aus dem Detektionsverfahren sowie dem Vorverarbeitungs- und Nachbereitungsschritt. Um eine robuste Detektion zu ermöglichen, wird eine möglichst intelligente Auswertung angestrebt. Daher wurden in den Teillösungen eine KI-basierte Pattern Recognition aufgeführt. Allerdings führen hohe Rotordrehraten zu Rippleintervallen von kleiner 1ms zu hohen Anforderungen an die maximale Berechnungszeit. Deshalb wird im ersten Ansatz ein nachvollziehbarer, algorithmischer Ansatz angestrebt. Des Weiteren wird die Erfassung durch eine adaptive Filterung des Stromsignals und die Detektion der Nulldurchgänge sowie die Geschwindigkeitsschätzung durch die FFT als zweiter Modellansatz aufgenommen. Der zweite Ansatz ähnelt dem Stand der Technik und soll als Referenz dienen. Zu den besonderen Anforderungen zählt der weite Frequenzbereich des Ripplesignals von etwa 0-2kHz, der im oberen Bereich Abtastraten von bis zu 10kHz erfordert. Im unteren Bereich dagegen können numerische Ungenauigkeiten der Filterkoeffizienten auftreten, falls feste Abtastraten verwendet werden. Deshalb wird eine Filterkombination mit unterschiedlichen Abtastraten im Vorverarbeitungsschritt in Betracht gezogen. Die Vorverarbeitung durch einen Lock-In Filter, das als Teillösung aufgeführt wurde, wird wegen geringer Rauschanteile und dem nicht sinusförmigen Ripplesignal nicht weiterverfolgt.
Als Nachbereitungsschritt wird eine logische Plausibilisierung basierend auf der möglichen Dynamik der Rotorträgheit angestrebt. Des Weiteren ist ein Geschwindigkeitssignal durch zeitliche Ableitung des plausibilisierten Positionssignals zu bilden. Dieser Schritt kann durch einen Kalman Filter mit einem Bewegungsmodell unterstützt werden, der Messungenauigkeiten in der Flankendetektion optimal berücksichtigt und zu einer verbesserten Glättung des Geschwindigkeitssignals führt.
Die Modellansätze sind in Tab. 4.10 zusammengefasst.

(III) Sensorlose Positionierung

	Teilbereiche		
	Detektions-verfahren	**Vorverarbeitung**	**Nachbereitung**
Modellansatz	1.Algorithmischer Ansatz	-	Zeitableitung Kalman Filter
	2. Nulldurchgangszählung	Einstellbarer Filter	
	3. FFT		

Tabelle 4.10: Modellansätze zur sensorlosen Positionierung aus einer Kombination von Teillösungen

Direkter EKS
Zur direkten Erfassung von Einklemmobjekten am Fensterhebersystem wurden vier Teillösungen vorgestellt, die ein Sensormessprinzip definieren. Zu diesen zählt ein kapazitives Messprinzip, ein optisches Messprinzip sowie eine ultraschall- und eine radarbasierte Detektion. Trotz einiger Patente auf diesen Gebieten, die zum Teil eine Anwendung am Fensterheber beschreiben, sind keine Anwendungsfälle im PKW-Bereich ersichtlich, die in einem Serienfahrzeug aktiv eingesetzt wurden. Die Einklemmfalldetektion am FH-System erfolgt i.d.R. über eine indirekte Detektion.
Als Anforderung an die Modellbildung soll ein Sensorkonzept mit einem Prototypenaufbau und einer Robustheitsbetrachtung ausgearbeitet werden. Aus den vier Sensormessprinzipien wird ein optischer, kamerabasierter Modellansatz sowie ein kapazitiver Ansatz als Ziel für die Modellbildung übernommen, vgl. Anhang Abb. 8.40 .
Ein kamerabasierter Ansatz bietet Vorteile einer materialunabhängigen Detektion kleiner Einklemmobjekte bei gleichzeitig großem Erfassungsbereich. Zu den Nachteilen zählt die Gewährleistung einer vollständigen, visuellen Abdeckung des Einklemmbereichs, die von der Kameraplatzierung abhängig ist. Des Weiteren bestehen Störempfindlichkeiten gegenüber Verdeckung, Verschmutzung sowie schlechten Lichtverhältnissen. In Kombination mit einer KI-gestützten Auswertung durch Convolutional Neural Networks (CNN) kann zudem eine Klassifikation von Einklemmobjekten und Gefahrsituationen erfolgen, die eine situationsabhängige Reaktion erlauben, [121],[122]. Zudem wäre die Detektion der Fensterkante möglich, welche eine SLP ersetzen und die Notwendigkeit zur Normalisierung durch direkte Regelung der Fensterposition obsolet machen könnte. Als Anforderung an die Sensorplatzierung wird die Entwicklung eines Optimierungsverfahrens definiert, das basierend auf CAD-basierten Geometriedaten eine optimale Kameraplatzierung identifizieren soll.
Für den kapazitiven Modellansatz soll eine Neuerung durch den Einsatz einer einzigen langen Elektrode erzielt werden, die in das Dichtungsprofil der Dachrahmendichtung integriert wird. Durch eine algorithmische Detektion und eine kontinuierliche Nachkalibrierung des Sensorwerts sollen Eigenkapazitätsänderungen der Elektrode detektiert werden. Der Vorteil des Messprinzips ist der im Vergleich zur optischen Erfassung deutlich kostengünstigere Aufbau. Ein Nachteil ist die Störanfälligkeit und Sensitivität, die durch empirische Versuche zu bestätigen ist.
Die Modellansätze zum direkten EKS sind in Tab. 4.11 dargestellt.

(IV) Direkter Einklemmschutz

	Teilbereiche		
	Sensormessprinzip	**Sensorplatzierung**	**Abstraktion**
Modellansatz	1. Kapazitiver Ansatz	Dichtungsintegrierte lange Elektroden	Algorithmisch Nachkalibrierung
	2. Optisch Kamerabasiert	CAD-gestütztes Optimierungsverfahren	KI-Basiert (CNN) Objektklassifikation Situationsklassifikation Kantenregression Zuverlässigkeitssignal

Tabelle 4.11: Modellansätze zum direkten Einklemmschutz mit ausgewählten Teillösungen

Ein Bereich, der bislang vernachlässigt wurde, ist die Regelung des FH-Systems. Bei einer Einklemmdetektion kann der Reversiervorgang mit maximaler negativer Spannung eingeleitet werden, um die zeitliche Verzögerung der Lastumkehr und des Einklemmkraftaufbaus zu minimieren. Für den Bewegungsablauf sollen Geschwindigkeitstrajektorien mit einem sanften Start- und Stoppverhalten eingesetzt werden. Diese sollen mit einem einfachen PID-Regler umgesetzt werden. Aufwendigere Methoden wie eine modellprädikative oder robuste Regelung erscheinen, aufgrund des hohen Rechenaufwands und der geringen Störanfälligkeit des Systems, als nicht gerechtfertigt.
Mit der in Abb. 4.1 beschriebenen Vorgehensweise wurden in diesem Kapitel mehrere Modellansätze für die weitere Modellbildung hergeleitet, die in den Tabellen 4.8 bis 4.11 zusammengefasst sind.

Kapitel 5

Methoden und Konzepte

Das Kapitel beginnt mit der Modellbildung zum FH-Motor in Abs. 5.1, welche eine Modellierung des elektromechanischen Ersatzmodells, der Wärmeleitung sowie eine Modellierung der Parameteridentifikationsverfahren behandelt. Anschließend werden zwei Ansätze zur sensorlosen Positionierung in Abs. 5.2 aufgestellt und eine Betrachtung der Rippleentstehung und Ripplesensitivitäten durchgeführt. In Abs. 5.3 erfolgt eine Erweiterung des Motormodells um die mechanischen Anteile des FH-Systems zu Hebermechanik und Scheibenlauf. Mit diesem Modell sollen zweidimensionale Einklemmfälle und Lastprofile simuliert werden, die eine simulative Verifikation von EKS und FH-Regelung ermöglichen. Im Anschluss wird ein lernfähiger Beobachter auf Basis des in Tab. 4.8 vorgeschlagenen UKF+RBF-Ansatzes in Abs. 5.4 implementiert. Dieser Ansatz wird in Abs. 5.5 zu einem indirekten Einklemmschutz erweitert, welcher auf Basis des Beobachterfehlers und dessen Zeitableitungen den Einklemmfall detektiert.
Abschließend ist die Modellbildung zu den berührungslosen Einklemmschutzansätzen in Abs. 5.6 beschrieben. Diese umfassen die Modellierung eines kapazitiven Einklemmschutzprototypen sowie eines kamerabasierten Ansatzes auf Basis einer KI-gestützten Einklemmfallklassifikation.

5.1 Modellierung von FH-Motoren

Für Fensterhebermotoren wird nachfolgend der Aufbau nach Abs. 2 angenommen. Dieser klassische Aufbau besteht aus einem permanenterregten, bürstenbehafteten Gleichstrommotor mit einem fest verbundenen, selbsthemmenden Schneckengetriebe. Die Lagerstellen des Ankers werden durch zwei Gleitlager gebildet, die sich am Poltopf sowie am hinter der Schnecke liegenden Rotorende befinden. Das zweite Gleitlager ist somit als Teil des Getriebes ausgeführt. Dadurch bilden beide Systeme eine untrennbare Einheit, welche eine unabhängige Vermessung und Identifikation der Antriebsseite erschwert.
Zur Simulation des Ripplestroms wird der Kommutierungsvorgang in der Modellbildung berücksichtigt. Ebenso werden eingesetzte Entstör- und Filterelemente in die Betrachtung eingeschlossen, da diese eine Rückwirkung auf die Rippleausprägung besitzen können.

5.1.1 Motormodell

Das Ersatzschaltbild des FH-Motors mit Kabelbaumwiderständen, Entstörelementen, Bürstensystem, Anker und Getriebe ist in Abb. 5.1 dargestellt.

Das erzeugte Ankerdrehmoment τ_M liegt an der Schnecke an und wird von dieser über das Schneckenrad mit einem hohen Übersetzungsverhältnis n_G in das Stellmoment τ_G an der Seiltrommel überführt.
Der Motor ist im Betrieb häufigen Lastwechsel- und Blockvorgängen ausgesetzt, die aufgrund der

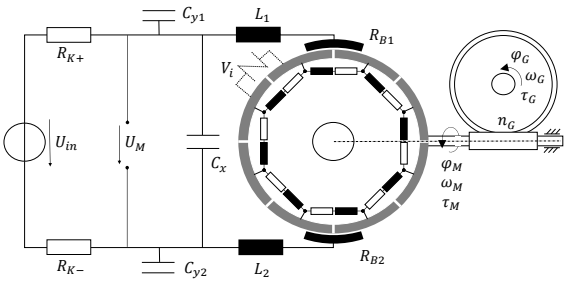


Abbildung 5.1: Motorschaltbild mit Kabelbaum und Filtermaßnahmen zur Störrauschunterdrückung

langsamer werdenden Rotordrehzahlen zu hohen Rippleamplituden führen. Die Ripplefrequenz folgt dem geometrischen Zusammenhang der Kommutierung und ist daher drehzahlabhängig.

Kabelbaumwiderstände

Die beiden Kabelbaumwiderstände der Plus-/Minusleitung können zum Gesamtkabelbaumwiderstand $R_H = R_{K+} + R_{K-}$ zusammengefasst werden. Dieser befindet sich in Reihe mit dem Motor, wodurch sich folgender Spannungsabfall U_K ergibt:

$$U_M = U_{in} - \underbrace{R_H \cdot I_M}_{U_K} \tag{5.1}$$

Der Kabelbaum des FH-Motors ist üblicherweise etwa 0.3-0.5m lang und weist einen Anschlusswiderstand von etwa R_H=[0.01 0.1]Ω auf. Aufgrund hoher Stellströme werden trotz vergleichsweise geringen Widerständen deutliche Spannungsabfälle hervorgerufen. Der Einfluss des Kabelbaumwiderstands wird aus dem Vergleich zum Motorwiderstand, der im Bereich von etwa R_M=[0.3 0.6]Ω liegt, umso deutlicher. Das Widerstandsverhältnis R_M/R_H kann Werte von eins zu drei annehmen. Der Spannungsabfall am Kabelbaum ist während der Blockstromphase bei stillstehendem Rotor am stärksten ausgeprägt.

Störrauschunterdrückung

Bei bürstenbehafteten DC-Motoren können hohe Rauschanteile durch Kommutierung und Funkenbildung entstehen. Diese parasitären Effekte bestehen aus hochfrequenten EMV-Störungen und Spannungsanteilen, die in das Bordnetz des Fahrzeugs zurückgespeist werden.
Zur Verminderung dieser Störeinflüsse werden PMDC-Motoren typischerweise mit einer Reihe von Filterkondensatoren, Entstördrosseln und Funkenvaristoren ausgestattet, vgl. Abb. 5.1. Hierzu zählt die Parallelschaltung eines Cx-Filterkondensators zur Abdämpfung von Spannungsspitzen sowie der Einsatz von Entstörkondensatoren in Cy-Konfiguration, die eine Entstehung von EMF-Frequenzen Richtung Masse verringern. Zudem werden in Reihe geschaltete Entstördrosseln L_1, L_2 eingesetzt, die als Trägheiten dienen und hochfrequente Stromspitzen dämpfen.
Störanteile werden insbesondere durch die Funkenbildung verursacht, die durch den Abriss des Bürsten/Lamellenkontakts entsteht. Der Funken verursacht eine hohe thermische Einwirkung auf die Kontaktflächen und kann zu verstärktem Bürstenabrieb führen. Die Funkenbildung kann durch zu den Lamellen parallel geschaltete Varistoren V_i unterdrückt werden. Bei Überschreitung einer Grenzspannung wird dieser leitend und schließt die Lamellen beim Bürstenübergang kurz. Für die vorliegenden Motoren ergeben sich in etwa folgende Parameterwerte:

Parameter	Komponente	Parameterwert
C_x	Filterkondensator	n.v.
C_y	Entstörkondensator	n.v.
L_i	Entstördrosseln	$4.5\mu H$
V_i	Funkenvaristor	vorhanden

Tabelle 5.1: Parameterwerte zu den Komponenten zur Störrauschunterdrückung der vorliegenden FH-Motoren (n.v. nicht vorhanden)

Es werden keine Filter- oder Entstörkondensatoren eingesetzt, vgl. Tab. 5.1. Die verwendeten Entstördrosseln besitzen sehr kleine Werte, die hochfrequente Anteile filtern und deren Rückwirkung auf die Rippleausprägung vernachlässigbar erscheint. Der Einfluss der Varistoren wird nachfolgend durch eine vereinfachte Modellierung des Bürstenübergangs sichergestellt, die eine Induktion von Spannungsspitzen verhindert.

Vereinfachtes Kommutierungsmodell

Wie im Stand der Technik in Gl.(3.95) und Gl.(3.96) beschrieben, führt die Kommutierung zu einer sprunghaften Widerstands- und Induktivitätsänderung des Ankers von bis zu 25% ihrer Ausgangswerte. Daher wird jeweils ein winkelabhängiger Widerstand $R(\varphi_M)$ und eine winkelabhängige Induktivität $L(\varphi_M)$ definiert und in das lineare Zustandsraummodell aus Gleichung (3.94) eingearbeitet:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_M \\ \dot{\omega}_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R(\varphi_M)}{L(\varphi_M)} & -\frac{k_{\mathrm{emf}}}{L(\varphi_M)} \\ \frac{k_M}{\theta_M} & -\frac{k_f}{\theta_M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_M \\ \omega_M \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{U_M - U_{nl}(\omega_M,\, I_M)}{L(\varphi_M)} \\ \frac{-\tau_M + \tau_{nl}(\varphi_M)}{\theta_M} \end{bmatrix} \tag{5.2}$$

Für die Größen $R(\varphi_M),\ L(\varphi_M)$ kann ein trapezförmiger Verlauf angenommen werden, der zwischen $R(\varphi_M) \in [2R_i,\ 1.5R_i] + R_B$ bzw. $L(\varphi_M) \in [2L_i,\ 1.5L_i]$ mit n_P Perioden pro Umdrehung alterniert. Das elektrische Umschalten zwischen den zwei Schaltkreisen wird interpoliert und über die Parameterwertänderung von $R(\varphi_M),\ L(\varphi_M)$ ausgedrückt.
Neben diesen nichtlinearen Parameterübergängen werden nichtlineare, elektrische Verluste $U_{nl}(\omega_M, I_M)$ und nichtlineare Drehmomentanteile $\tau_{nl}(\varphi_M)$ berücksichtigt. Diese können als Wirbelstromverluste, magnetische Sättigung und Rastmomente interpretiert werden und dienen zur Korrektur des Ripplestromprofils. Für die Effekte, die im Stand der Technik nach Gl.(3.109), Gl.(3.108) und Gl.(3.107) beschrieben sind, wird jeweils ein neuer Parameterwert eingeführt. Die Parameterwerte ermöglichen eine Korrektur im Hinblick auf Oberschwingungen, Rippleamplituden und Maximalströme des drehenden Motors.

5.1.2 Thermisches Ersatzmodell

Als Nächstes wird ein vereinfachtes Temperaturmodell aufgestellt, das die Wärmeleitung des Motors mit Bürstensystem beschreibt. Der Wärmeeingang wird durch hohe Lastmomente begünstigt, die zu hohen Stellströmen führen, die quadratisch in die dissipierten Energien eingehen. Eine Erhitzung von Spulen und Bürsten führt zu einer Widerstandserhöhung des Leitermaterials, wodurch die Effizienz des Motors beeinträchtigt wird. Die Motorerwärmung ist über einzelnen Verfahrzyklen der Fensterscheibe deutlich ausgeprägt. Zum Schutz des Motors ist der Einsatz von Thermoschutzmodellen am FH-System daher unerlässlich, vgl. Abs. 2.2.2. Das Thermomodell wird anschließend durch ein Parameteridentifikationsverfahren in Abs. 5.1.2 ergänzt.

Lumped Node Ersatzmodell

Mit einem Lumped Node Modell wird der Wärmeübergang analog zu elektrischen Schaltkreisen mithilfe von Wärmeleitwiderständen und Wärmekapazitäten dargestellt [120, S.3]. Im Gegensatz zur numerischen Wärmeleitung nach Fourier ist eine Betrachtung der Temperaturgradienten innerhalb von Komponentenquerschnitten bei einem Lumped-Node Ansatz nicht üblich, vgl. [119, S.28]. Temperaturunterschiede existieren als Differenz einzelner Knotenpunkte. Die Knotenpunkte des Modells korrelieren mit Material- oder Komponentenübergängen und beschreiben die Temperaturen des jeweiligen Zeitschritts.
Bei der Modellierung des Motors sollen folgende Effekte berücksichtigt werden:

- Bürstentemperatur
- Wärmezufuhr durch Funkenbildung
- Spulenabwärme
- Gehäusetemperatur
- Abkühlvorgang

Die Bürstenerwärmung besitzt die höchste Dynamik, da sich durch geringe Wärmekapazitäten und hohe Wärmeeingänge schnelle Erwärmungs- und Abkühlphasen ergeben. Bereits im kurzzeitigen Betrieb kann eine Überschreitung kritischer Materialtemperaturen erreicht werden, die zu einer Verkohlung und Abnutzung der Bürsten führen. Für die Erwärmungsphase ist ein zusätzliches Modell zur Wärmezufuhr durch Funkenbildung, Reibung und Dissipation zu erstellen.
Neben den Bürsten soll die Spulen- oder Rotorerwärmung berücksichtigt werden, die über Widerstandsverluste eine zusätzliche Wärmequelle bilden. Mit der Modellierung der Gehäusetemperatur wird eine Schnittstelle zur Umgebung definiert, wodurch das Übertragungsverhalten der inneren Komponenten abgebildet und durch Messung der Gehäusetemperatur validiert werden kann.
Für den Motor wird folgendes Modell angesetzt, das dem Querschnitt des Motors ausgehend von der Rotorachse entspricht, vgl. Abb5.2:

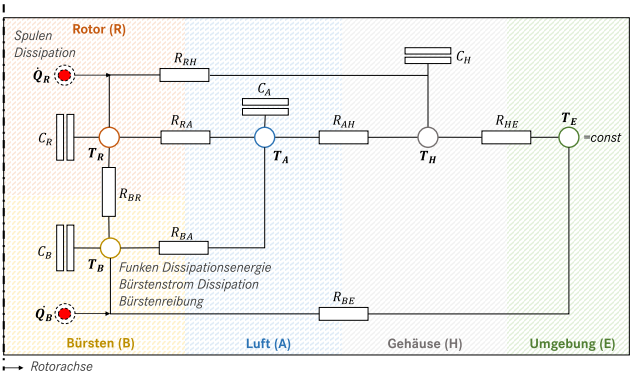


Abbildung 5.2: Angesetztes Lumped Node Ersatzmodell für den vorliegenden Motoraufbau, ausgehend von einer Motorhälfte in Querschnittsansicht

Auf der linken Seite in Abb. 5.2 liegt die Innenseite einer Motorhälfte, ausgehend vom Rotor (R) mit Spulen und den darunterliegenden Bürsten (B). Gefolgt von dem Luftpolster (A) im Motorinneren, das mit dem Motorgehäuse (H) in Kontakt steht, welches mit der konstanten Umgebungstemperatur

T_E wechselwirkt. Die Abkürzungen werden zur Unterscheidung der Indizes verwendet.
Insgesamt ergeben sich vier individuelle Wärmekapazitäten und sieben Wärmeleitwiderstände, die sich aus den Materialpaarungen der Komponenten ergeben, vgl. Tab. 5.2.

Parameter	*Beschreibung*
C_R	Wärmekapazität des Rotors
C_B	Wärmekapazität der Bürsten
C_A	Wärmekapazität des Luftpolsters
C_H	Wärmekapazität des Gehäuses
R_{BR}	Bürste/Rotor Wärmeleitwiderstand
R_{BA}	Bürste/Luft Wärmeleitwiderstand
R_{BE}	Bürste/Umgebung Wärmeleitwiderstand
R_{RA}	Rotor/Luft Wärmeleitwiderstand
R_{RH}	Rotor/Gehäuse Wärmeleitwiderstand
R_{HE}	Gehäuse/Umgebung Wärmeleitwiderstand

Tabelle 5.2: Geometrische Eigenschaften von Rotor und Spulen

Das Modell berücksichtigt mehrere Wärmeübergänge, darunter eine Kopplung der Bürsten zum Rotor R_{BR}, die zu einer Rotorerwärmung durch die Bürstenabwärme führt. Zudem erhitzen die Bürsten über R_{BA} das Luftpolster im Motorinneren und besitzen eine direkte Kopplung zur Umgebung, wodurch eine rasche Abkühlung gewährleistet werden kann. Der Rotor ist sowohl mit dem Luftpolster, den Bürsten, als auch mit dem Gehäuse verbunden, wodurch eine direkte Gehäuseerhitzung durch die Rotorabwärme ermöglicht wird. Dieser Wärmeübergang über R_{RH} kann bspw. durch die Lagerstellen des Rotors im Gehäuse und Poltopf entstehen.
Die Rotortemperatur T_R soll zur Berechnung eines temperaturabhängigen Ankerwiderstands $R_A(T_R)$ dienen. Es ergeben sich vier Differentialgleichungen ersten Grades für die vier unabhängigen Knotentemperaturen:

$$\begin{aligned}
C_B \frac{dT_B}{dt} &= \frac{T_R - T_B}{R_{BR}} + \frac{T_A - T_B}{R_{BA}} + \frac{T_E - T_B}{R_{BE}} + \dot{Q}_B \\
C_R \frac{dT_R}{dt} &= \frac{T_B - T_R}{R_{BR}} + \frac{T_A - T_R}{R_{RA}} + \frac{T_H - T_R}{R_{RH}} + \dot{Q}_R \\
C_A \frac{dT_A}{dt} &= \frac{T_B - T_A}{R_{BA}} + \frac{T_R - T_A}{R_{RA}} + \frac{T_H - T_A}{R_{AH}} \\
C_H \frac{dT_H}{dt} &= \frac{T_A - T_H}{R_{AH}} + \frac{T_R - T_H}{R_{RH}} + \frac{T_E - T_H}{R_{HE}}
\end{aligned} \tag{5.3}$$

mithilfe des expliziten Euler-Verfahrens wird die Lösung des nächsten Zeitschritts berechnet:

$$T_B(k+1) = T_B(k) + \frac{\Delta t_S}{C_B}\left(\frac{T_R(k) - T_B(k)}{R_{BR}} + \frac{T_A(k) - T_B(k)}{R_{BA}} + \frac{T_E(k) - T_B(k)}{R_{BE}} + \dot{Q}_B(k)\right) \tag{5.4}$$

mit den Temperaturen $T(k+1)$ des nächsten Zeitschritts k und der festen Zeitschrittweite Δt_S. Die restlichen Gleichungen zu Rotor-, Luft- und Gehäusetemperatur ergeben sich analog zu Gl.(5.4).

Anregungstemperaturmodell

Zur Anregung des Temperaturmodells wird ein Anregungsmodell modelliert, das den Wärmeeingang an den Spulen $\dot{Q}_R$ und den Bürsten $\dot{Q}_B$ abbildet, vgl. Abb. 5.2. Für die Spulenabwärme wird ein direkter Zusammenhang zur ohmschen Verlustleistung angenommen, die an den Kupferdrahtwicklungen entsteht:

$$\dot{Q}_R(k) = R_A(T_R(k), \varphi_M(k)) \cdot I_M^2(k) \tag{5.5}$$

mit dem winkelabhängigen Ankerwiderstand $R_A(T_R(k), \varphi_M(k))$ im Zeitschritt k:

$$R_A(T_R(k), \varphi_M(k)) = R_{A0}(\varphi_M(k)) \cdot \big(1 + \alpha_K \cdot (T_R(k) - T_0)\big) \tag{5.6}$$

Der winkelabhängige Ankerwiderstand R_{A0} entspricht dem Widerstand des Kommutierungsmodells aus Gl.(5.2) bei einer Referenztemperatur T_0. Dieser besitzt einen trapezförmigen Verlauf und alterniert zwischen $[2R_i,\ 1.5R_i]$. Hierbei entspricht R_i dem Widerstand einer einzelnen Wicklung bei Referenztemperatur T_0. Die Widerstandserhöhung wird durch die Rotortemperatur T_R und den materialabhängigen Temperaturkoeffizienten α_K beeinflusst.

Für die Bürstenerwärmung werden Abhängigkeiten zur elektrischen Verlustleistung, der Abwärme des Funkens sowie zur Bürstenreibung angesetzt. Der Wärmeeingang an den Bürsten $\dot{Q}_B$ folgt aus:

$$\dot{Q}_B = k_i \cdot I_M^2 + k_w \cdot \omega_M^2 \tag{5.7}$$

und besteht aus zwei Dissipationstermen, die elektrische und mechanische Verluste beschreiben. Die Skalierung erfolgt durch die Koeffizienten k_i und k_ω , die zu identifizieren sind. Mit den Temperaturmodellparametern ergeben sich insgesamt zwölf Parameter zur Identifikation.

Parameteridentifikation

Zur Identifikation der zwölf Temperaturmodellparameter soll eine numerische Optimierung angewendet werden, welche die quadratische Abweichung zwischen den Modelltemperaturen und den gemessenen Temperaturen über einem gesamten Messintervall minimiert. Hierzu existieren eine Reihe von Optimierungsverfahren wie bspw. der Simplex-Suchalgorithmus, genetische Algorithmen oder Partikelschwärme, die für nichtlineare Modelle mit mehreren Parameterabhängigkeiten geeignet sind.
Da das Thermomodell aus Gl.(5.3) ein abstraktes Modell darstellt, besteht keine direkte Korrelation der Knotenpunkte mit physikalischen Messstellen des Motors. Um den Messaufwand gering zu halten, soll das Eingangs- und Ausgangsverhalten validiert werden. Dieses kann durch eine Messung der Bürsten- und Gehäusetemperatur sichergestellt werden. Als Gütefunktion wird folgende Fehlersumme angesetzt:

$$J = \frac{1}{2n} \sum_{k=1}^{n} \Big((T_B(k) - \hat{T}_B(k))^2 + (T_H(k) - \hat{T}_H(k))^2 \Big) \tag{5.8}$$

der zu minimierende Fehler besteht aus der gleichgewichteten Summe der Fehlerquadrate zwischen gemessenen Temperaturen $T_B(k), T_H(k)$ und den Modelltemperaturen $\hat{T}_B(k), \hat{T}_H(k)$ über dem gesamten Messintervall aus n-Zeitschritten.
Zu den Anforderungen des Messaufbaus zählt die Messung der Knotentemperaturen, des Motorstroms und der Drehzahl. Das Messintervall sollte Erwärmungs- und Abkühlphasen beinhalten, die durch das Erreichen kritischer Bürstentemperaturen den Arbeitsbereich des Motors abdecken.

5.1.3 Motor Parameteridentifikation

Als Nächstes werden Identifikationsverfahren für die elektrischen und mechanischen Parameter des Motormodells aufgestellt.

Lineare Parameteridentifikation

Ausgehend von dem Motormodell in Gl.(3.94) wird folgendes Zustandsraummodell betrachtet:

$$\begin{bmatrix} \omega_M \\ \dot{\omega}_M \\ \dot{I}_M \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{k_f}{\theta_M} & \frac{k_M}{\theta_M} \\ 0 & -\frac{k_{\text{emf}}}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_M \\ \omega_M \\ I_M \end{bmatrix}}_{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\theta_M} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{bmatrix} U_M \\ \tau_M \end{bmatrix}}_{u} \tag{5.9}$$

Mit dem um φ_M erweiterten Zustandsvektor $x = [\varphi_M,\ \omega_M,\ I]^T$. Die Liste der zu identifizierenden Parameter besteht aus:

Parameter	*Beschreibung*
R	Motorgesamtwiderstand
L	Motorgesamtinduktivität
k_M	Drehmomentkonstante
k_ω	Drehzahlkonstante
f_v	Gesamtgleitreibungskonstante
θ_M	Gesamtträgheitsmoment aus Anker und Getriebe

Tabelle 5.3: Liste der zu identifizierenden Parameter der linearen Parameteridentifikation

Zur Identifikation wird nach den unbekannten Parametern umgestellt:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_M & \dot{\boldsymbol{I}}_M & \boldsymbol{\omega}_M & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \boldsymbol{I}_M & -\boldsymbol{\omega}_M & \dot{\boldsymbol{\omega}}_M \end{bmatrix}}_{\Phi} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} R \\ L \\ k_\omega \\ k_M \\ f_v \\ \theta_M \end{bmatrix}}_{\theta_p} = \underbrace{\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_M \\ \boldsymbol{\tau}_M \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{c}} \tag{5.10}$$

mit der Identifikationsmatrix $\boldsymbol{\Phi}^{[2nx6]}$ und dem Datenvektor $\boldsymbol{c}^{[2nx1]}$ zu den n-Samplepunkten einer Messreihe sowie dem Parametervektor $\theta_p^{[6x1]}$. Es ist ersichtlich, dass Strom- $\boldsymbol{I}_M$ und Spannungsverläufe $\boldsymbol{U}_M$ sowie die Geschwindigkeit $\boldsymbol{\omega}$, Beschleunigung $\dot{\boldsymbol{\omega}}_M$ und das Ausgangsdrehmoment $\boldsymbol{\tau}_M$ als Messgrößen benötigt werden. Die zeitlichen Ableitungen $\dot{\boldsymbol{I}}_M$, $\dot{\boldsymbol{\omega}}_M$ sollten entweder durch geeignete Filterung oder einen weiteren linearen Identifikationsschritt bestimmt werden. Um weiterhin eine gute Konditionierung der Identifikation zu gewährleisten, sind identische Zeilen im Vorfeld zu eliminieren, sodass die Identifikationsmatrix vollen Rang besitzt.
Durch Gleichsetzen von $\omega_M = \omega_G$, $\dot{\omega}_M = \dot{\omega}_G$, $\tau_M = \tau_G$ wird das Getriebe in den identifizierten Parametern mit abgebildet. Alternativ kann ein bekanntes Übersetzungsverhältnis n_G und ein unbekannter Getriebewirkungsgrad η_G nach Gl.(3.112) in das lineare Modell eingearbeitet werden. Der Parameteridentifikationsschritt erfolgt anschließend nach dem Least-Square-Verfahren:

$$\boldsymbol{\theta}_p = (\boldsymbol{\Phi}^T \cdot \boldsymbol{\Phi})^{-1} \cdot \boldsymbol{\Phi}^T \cdot \boldsymbol{c} \tag{5.11}$$

Die Kondition der invertierbaren, quadratischen Matrix $(\boldsymbol{\Phi}^T \cdot \boldsymbol{\Phi})$ sollte idealerweise nicht größer als eins sein, [123, S.334ff].

Anregung
Die Anregungstrajektorien sollten so gewählt werden, dass die einzelnen Parametereinflüsse möglichst isoliert und sichtbar aus dem Datensatz hervortreten. Ein Parameter, der nicht ausreichend angeregt wird, kann nicht identifiziert werden und verschlechtert die Kondition des gesamten Identifikationsproblems. Für das vorliegende System können folgende Zusammenhänge aus den Gleichungen abgeleitet werden, vgl. Tab. 5.4

Parameter	*Kondition*	*Anregungsfall*
R	$\omega_M = 0 \ \wedge \ \dot{\omega}_M = 0 \ \wedge \ \dot{I} = 0 \ \wedge \ U_M = \text{const.}$	Konstanter Blockstrom
L	$\omega_M = 0 \ \wedge \ \dot{\omega}_M = 0 \ \wedge \ U_M > 0$	Spannungsprofil im Block
k_M	$\dot{\omega}_M = 0 \ \wedge \ U_M > 0$	Ansteigende Last
k_ω	$\dot{\omega}_M = 0 \ \wedge \ U_M = 0$	Generatorbetrieb
θ_M	$\dot{\omega}_M > 0 \ \wedge \ U_M = 0$	Beschleunigungsvorgang

Tabelle 5.4: Liste der Konditionen zu einer isolierten Parameteranregung

Der Datensatz sollte idealerweise alle Konditionen mit ausreichend Datenpunkten enthalten, indem die beschriebenen Trajektorien nacheinander abgefahren werden. Nicht alle Konditionen können einfach umgesetzt werden, bspw. wäre für k_ω und θ_M mit $U_M = 0$ ein Antreiben der Abtriebsseite durch den Prüfstand nötig. Aufgrund des einseitig gelagerten Motorankers und des selbsthemmenden Schneckengetriebes ist dies für FH-Motoren nicht möglich. Zur Bestimmung der Motorkonstanten k_M, k_ω sollte der gesamte Drehmoment-/Drehzahlbereich in dem Datensatz abgedeckt werden.
In einer mehrstufigen Identifikation können bereits identifizierte Parameter als a-priori Wissen einfließen. In diesem Fall werden die zugehörigen Spalten aus der Identifikationsmatrix gestrichen. Stattdessen wird der Parametereffekt in c für alle Samplepunkte direkt berechnet.

Nichtlineare Parameteridentifikation

Ein Nachteil der linearen Motormodelle nach Gl.(5.2) und Gl.(5.9) ist, dass die Selbsthemmung nicht abgebildet wird. Diese kann über die Bewegungsgleichungen des Schneckengetriebes, anhand eines kontinuierlichen Ansatzes in das lineare Modell eingearbeitet werden. Eine Herleitung der Dynamik des Schneckengetriebes ist von Hinrichsen in [105] beschrieben und in Gl.(3.113) zusammengefasst. Es wird $\varphi_1 = \varphi_M$ angesetzt und auf den Motorausgang des linearen Modells angewendet. Dadurch wird das Übersetzungsverhältnis n_G durch das Radienverhältnis r_1/r_2 und den Steigungswinkel γ ersetzt. Der Getriebewirkungsgrad η_G ergibt sich aus dem Reibwinkel $\rho(\mu)$ mithilfe des Reibkoeffizienten μ und dem Normaleneingriffswinkel α_N . Aufgrund hoher Drehzahlen werden zusätzliche viskose Reibanteile des Motors über f_v berücksichtigt.
Für das Schneckengetriebemodell ergeben sich fünf unbekannte, mechanische Parameter:

$$\theta_p = \begin{bmatrix} \gamma & \alpha_N & \mu & \theta_1 & \theta_2 \end{bmatrix}^T \tag{5.12}$$

der Steigungswinkel γ und die Radien $r_1,\ r_2$ stellen geometrische Größen dar, die als a-priori Wissen einfließen.
Die Bewegungsgleichung (3.113) des Schneckengetriebes liegt nichtlinear in den Parametern vor. Eine Linearisierung könnte bspw. durch das Einführen zweier zusammengesetzter Parameter $p_1,\ p_2$

erfolgen:

$$p_1 \cdot \dot{\omega_M} = k_M \cdot I - p_2 \cdot \tau_2 - f_v \cdot \omega_M \tag{5.13}$$

mit

$$\begin{aligned} p_2 &= \frac{r_1}{r_2} \cdot \tan\Big(\gamma + \operatorname{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big) \\ p_1 &= \left(\theta_1 + \theta_2 \cdot \left(\frac{r_1}{r_2}\right)^2 \cdot \tan(\gamma) \cdot \tan\Big(\gamma + \operatorname{sign}\big(\omega_1\big) \cdot \rho\Big)\right) \end{aligned} \tag{5.14}$$

ergibt sich das Identifikationsproblem der mechanischen Parameter zu:

$$\begin{bmatrix} \dot{\boldsymbol{\omega}}_M & -\mathbf{I}_M & \boldsymbol{\tau}_2 & \boldsymbol{\omega}_M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 & k_M & p_2 & f_v \end{bmatrix}^T \stackrel{!}{=} \mathbf{0} \tag{5.15}$$

Dessen rechte Seite einem Nullvektor entspricht und daher nicht gelöst werden kann.

Gütefunktion

Anstelle des Least-Square-Ansatzes kann ein nichtlineares Optimierungsverfahren eingesetzt werden. Als Gütefunktion wird die Summe der Fehlerquadrate zum Motorstrom und Motordrehzahl über einem Datensatz aus n-Datenpunkten definiert:

$$J = \frac{1}{2n}\left(\sum_{k=1}^{n} \left(\frac{\hat{I}_M(k) - I_{M,\mathrm{ref}}(k)}{\max(|I_{M,\mathrm{ref}}|)} \right)^2 + \sum_{k=1}^{n} \left(\frac{\hat{\omega}_M(k) - \omega_{M,\mathrm{ref}}(k)}{\max(|\omega_{M,\mathrm{ref}}|)} \right)^2 \right) \tag{5.16}$$

Beide Abweichungen werden zur gleichmäßigen Gewichtung über die Maximalwerte der gesamten Messreihe $\max(|I_{M,\mathrm{ref}}|), \max(|\omega_{M,\mathrm{ref}}|)$ normiert. Mit der Gütefunktion ist zu gewährleisten, dass sämtliche Parametereinflüsse eine ausreichende Sichtbarkeit aufweisen. Der Parametervektor besitzt folgenden Aufbau:

$$\theta_p = \begin{bmatrix} R & L & k_\omega & k_M & f_v & \gamma & \alpha & \mu & \theta_1 & \theta_2 \end{bmatrix}^T \tag{5.17}$$

Ausgehend von Gl.(5.16) ergibt sich ein Minimierungsproblem, das mithilfe einer Partikelschwarmoptimierung gelöst wird, vgl.[124].

5.2 Sensorlose Positionierung (SLP)

Eine sensorlose Positionierung beschreibt die Messgrößenerfassung des Rotorwinkels anhand des Motorstroms, wodurch der Einsatz expliziter Winkelsensoren entfällt. Zur Detektion der Rotorinkremente wird der Umschaltzeitpunkt des kommutierenden Motors bestimmt, der einen festen Winkelzusammenhang aufweist und deutlich im gemessenen Motorstromprofil hervortritt. Aufgrund des festen Winkelzusammenhangs kann die sensorlose Positionierung als Messumsetzer betrachtet werden, [125, S.11].

5.2.1 Rippleentstehung

Zunächst ist in Abb. 5.3 das Stromprofil mehrerer Kommutierungsvorgänge des FH-Motors bei einer Abtastrate von 10kHz und mittleren Rotorgeschwindigkeiten dargestellt.

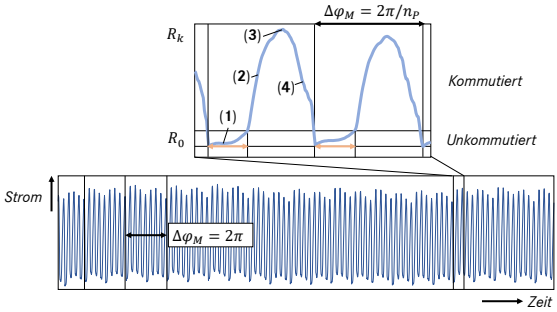


Abbildung 5.3: Kommutierungsphase (oben) und Motorstromprofil mit Oberschwingungen (unten) eines FH-Motors mit Widerstandsverhältnis $c_{0,k}$ und Gesamtwiderstand R_0

Aus dem gemessenen Stromripples können vier Bereiche des Kommutierungsvorgangs abgelesen werden. In der ersten Phase (1) befindet sich der Motor im unkommutierten Zustand mit einem Gesamtwiderstand von R_0. Zudem ist eine leichte Steigung erkennbar, die einer Reduktion des Gesamtwiderstands entspricht. Diese entsteht durch den zunehmenden Bürsten-/Lamellenkontakt, welcher von der geometrischen Auslegung der Lamellenlücke sowie der Bürsten- und Lamellenlänge abhängig ist, vgl. Tab. 3.2. Anschließend kommt es durch den Kontakt zur Nachbarlamelle zu einer sprunghaften Reduktion des Widerstands, welche die zweite Phase (2) der ansteigenden Rippleflanke charakterisiert. Dies entspricht dem kommutierten Zustand, bei dem zwei der acht Spulen kurzgeschlossen sind.
Der Maximalwert der Rippleamplituden entspricht einem minimalen Gesamtwiderstand R_k und wird in der dritten Phase (3) erreicht. Anschließend kommt es durch den Kontaktverlust zur Vorgängerlammelle zu einem sprunghaften Abfall, der durch eine steile fallende Flanke in der vierten Phase (4) charakterisiert wird. Der gesamte Verlauf ist zusätzlich durch Selbstinduktion gedämpft, welche maßgeblich von den Induktivitäten der Spulenwicklungen beeinflusst wird.

Einflussfaktoren auf die Rippleausprägung

Vor dem Entwurf eines digitalen Messumsetzers wird zunächst die Rippleentstehung und ihre Einflussfaktoren auf die Ausprägung des Rippleprofils ausgewertet. Durch das Aufstellen von Parametersensitivitäten soll der Zusammenhang zwischen der Rippleamplitudenausprägung und

den Motorparametern verdeutlicht werden. Aus dem Zustandsraummodell lässt sich folgender Zusammenhang ablesen:

$$L \cdot \dot{I}_M = U_M - R \cdot I_M - k_\omega \omega_M \tag{5.18}$$

Die Ripplehöhe $h_R(\omega_M)$ kann für den „quasi-stationären“ Betrieb $\dot{I} = 0$, $\omega_M = \text{const.}$ definiert werden zu:

$$\begin{aligned} h_R(\omega_M) &= I_{\max}(\omega_1, R_k) - I_{\min}(\omega_1, R_0) \\ &= \frac{U_M - k_\omega \omega_1}{R_k} - \frac{U_M - k_\omega \omega_1}{R_0} = \big(U_M - k_\omega \omega_M\big) \cdot \frac{R_0 - R_k}{R_0 R_k} \end{aligned} \tag{5.19}$$

mit dem Kommutierungsgesamtwiderstand $R_k = c_{0,k} R_0$ und dem Verhältnis der Gesamtwiderstandsänderung $c_{0,k} < 1$ ergibt sich:

$$h_R(\omega_M) = \Big(U_M - k_\omega \cdot \omega_M(R_1, c)\Big) \cdot \frac{1 - c_{0,k}}{c_{0,k} R_0} \tag{5.20}$$

zur Herleitung der Sensitivitäten ist noch die konstante, aber widerstandsabhängige Rotorgeschwindigkeit ω_M zu substituieren, die sich für eine Motorspannung U_M und ein Lastmoment τ_L einstellt. Vereinfachend wird von einem mittleren Widerstand R_m zwischen den Kommutierungsphasen ausgegangen:

$$R_m = \frac{(R_0 + R_k)}{2} = \frac{R_0(c_{0,k} + 1)}{2} \tag{5.21}$$

Durch Einsetzen der mechanischen Grundgleichung in die elektrische folgt:

$$\omega_M(R_m, c) = \frac{k_M U_M - R_m \tau_L}{R_m f_v + k_M k_\omega} \tag{5.22}$$

eingesetzt in Gl.(5.20) folgt für die Sensitivität der Ripplehöhe nach der Eingangsspannung:

$$\frac{\partial h_R}{\partial U_M} = \frac{R_m f_v \cdot (1 - c_{0,k})}{R_0 \cdot (R_m f_v + k_M k_\omega) \cdot c_{0,k}} \tag{5.23}$$

für die Sensitivität $\frac{\partial h_R}{\partial U}$ erscheint der Nenner stets größer als der Zähler, wodurch eine Verkleinerung der Rippleamplituden bei größer werdenden Motorspannungen U_M zu erwarten ist.

Widerstandsänderung
Als Nächstes werden die Sensitivitäten zu den ohmschen Widerständen des Motors aufgestellt. Dazu wird der Gesamtwiderstand als Summe eines Ankerwiderstands R_A und eines Kabelbaumwiderstands R_H angesetzt. Für den vorliegenden Wicklungstyp, bestehend aus einer Serienschaltung von jeweils n_S-Spulen pro Ankerflanke, ergibt sich:

$$\begin{aligned} R_{A,0} &= \frac{n_S R_S \cdot n_S R_S}{n_S R_S + n_S R_S} = \frac{n_S}{2} \\ R_{A,k} &= \frac{(n_S - 1) R_S \cdot (n_S - 1) R_S}{(n_S - 1) R_S + (n_S - 1) R_S} = \frac{(n_S - 1)}{2} \\ c_{A,0,k} &= \frac{n_p - 2}{n_p} = \frac{R_{A,k}}{R_{A,0}} = \frac{(n_S - 1)}{n_S} \end{aligned} \tag{5.24}$$

mit dem Spulenwiderstand R_S, dem Widerstand des unkommutierten Ankers $R_{A,0}$, des Kommutierungfalls $R_{A,k}$, dem neuen Verhältnis der Ankerwiderstandsänderung $c_{A,0,k}$ und der Polzahl $n_p = 2n_S$. Der vorliegende Schleifenwicklungstyp ist im Stand der Technik in Abb. 3.16 dargestellt. Für die Gesamtänderung $c_{0,k}$ folgt:

$$c_{0,k} = \frac{R_H + c_{A,0,k}R_{A,0}}{R_H + R_{A,0}} = \frac{R_k}{R_0} \tag{5.25}$$

mit dem ohmschen Gesetz stellt die relative Widerstandsänderung $c_{0,k}$ ein direktes Maß der maximalen Ripplehöhe in Abhängigkeit der anliegenden Spannung und Last dar. Da der Ankerwiderstand R_A gegenüber dem Kabelbaumwiderstand R_H fest erscheint, wird noch die Ableitung von $c_{0,k}$ nach R_H gebildet:

$$\frac{\partial c_{0,k}}{\partial R_H} = \frac{R_{A,0} \cdot (1 - c_{A,0,k})}{(R_{A,0} + R_H)^2} = \frac{2R_{A,0}}{n_p \cdot (R_{A,0} + R_H)^2} \tag{5.26}$$

die Sensitivität zeigt deutlich den hohen Einfluss des Kabelbaumwiderstands R_H, der für große Rippleamplituden möglichst klein ausfallen sollte.

Zur Vollständigkeit werden noch die Amplitudensensitivitäten nach Gl.(5.20) berechnet, die im Anhang in Abs. 8.2.1 dargestellt sind. In Abb. 5.4 ist die Widerstandsänderung der Kommutierung, die die maximale Rippleausprägung des quasistationären Falles beschreibt, in Abhängigkeit des Kabelbaumwiderstands und der Slotzahl n_p aufgetragen.

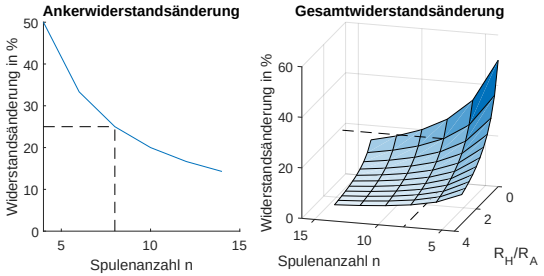


Abbildung 5.4: Relative Änderung des Anker- und Gesamtwiderstandes in Abhängigkeit der Slotzahl n_p und des Widerstandsverhältnisses R_H/R_A bei Schleifenwicklung (Werte der vorliegenden Motoren schwarz markiert)

Es ist zu erkennen, dass die Rippleausprägung mit zunehmender Spulenzahl und höheren Kabelbaumwiderstand sinkt und bei R_H=0 und $n_p = 4$ eine maximale Änderung von 50% erzielt wird. Für den vorliegenden Motor mit $n_p = 8$ und $R_H/R_A \approx 0.33$ und $R_H = 0.1\Omega$ ergibt sich eine Ausprägung von etwa 18.75%. Daraus können bspw. Rippleamplituden von etwa 5.25A abgeleitet werden, die sich bei einer Spannungsversorgung von 12V, bei $\omega_M \approx 0$ und einem Blockstrom von 28A einstellen. In Tab. 5.5 sind die ermittelten Werte entsprechend der in Abb. 5.4 aufgeführten Parametervariation aufgerundet auf ganze Prozent aufgelistet.

Einfluss des induzierten Back-EMF

Als Nächstes wird die Auswirkung der durch die Drehung des Rotors induzierten Gegenspannung auf die Rippleausprägung untersucht. Nach Gleichung (5.19) setzt sich die Ripplehöhe für eine konstante Rotorgeschwindigkeit ω_1 zusammen aus:

$$\begin{aligned} h_R(\omega_1) &= I_{\max}(\omega_1, R_k) - I_{\min}(\omega_1, R_0) \\ &= \frac{U_M}{R_k} - \frac{U}{R_0} + \omega_1 \left(-\frac{k}{R_k} - \frac{k}{R_0} \right) \end{aligned} \tag{5.27}$$

für die Sensitivität zur Rotorgeschwindigkeit folgt mit $R_k = c_{0,k} R_0$:

$$\frac{\partial h_R}{\partial \omega_1} = -\frac{k_\omega \cdot (1 - c_{0,k})}{c_{0,k} R_0} \tag{5.28}$$

offensichtlich sinkt die Ripplehöhe mit steigender Rotorgeschwindigkeit linear in Abhängigkeit von k_ω. Eine kleinere Motorkonstante k_{emf}, ein größerer Gesamtwiderstand R_0 oder eine stärkere Widerstandsänderung $c_{0,k}$ können den Einfluss der Rotorgeschwindigkeit auf die Rippleausprägung reduzieren.

	Widerstandsverhältnis R_H/R_A										
Slotzahl n_p	0	0.33	0.66	1.0	1.33	1.66	2.0	2.33	2.66	3	3.33
4	50	38	30	25	21	19	17	15	14	13	12
6	33	25	20	17	14	13	11	10	9	8	8
8	25	19	15	13	11	9	8	8	7	6	6
10	20	15	12	10	9	8	7	6	5	5	5
12	17	13	10	8	7	6	6	5	5	4	4
14	14	11	9	7	6	5	5	4	4	4	3

Tabelle 5.5: Prozentuale Änderung des Motorgesamtwiderstandes über dem Verhältnis aus Kabelbaumwiderstand zu Ankerwiderstand c_v und Anzahl der Slotzahl n_p mit $R_H = c_v R_A$ für Schleifenwicklungstyp und zwei kommutierenden Spulen

Selbstinduktion

Bei hohen Geschwindigkeiten ist zu erwarten, dass der dämpfende Einfluss der Spuleninduktivitäten zu einer verminderten Ausprägung der Rippleamplituden führt. Diese Form der Selbstinduktion ergibt sich aus der Gesamtinduktivität $L(\varphi_M)$ und stellt die Gesamtträgheit des elektrischen Schaltkreises dar. Zur Auswertung nach der Sensitivität wird der Grenzfall für $\omega = \omega_{\max}$ betrachtet, da sich die Amplituden durch die hohen Änderungsraten und den Einfluss der Dämpfung ggf. nicht vollständig ausprägen können. Es wird die Grenzinduktivität $L_{\max}$ gesucht, die über dem gesamten Drehzahlbereich gerade noch eine vollständige Rippleausprägung gewährleistet.
Die Leerlaufdrehzahl $\omega_0 = \omega_{\max}$ kann durch Einsetzen von $\tau_L = 0$ für den stationären Betrieb mit $\dot{I}$=0 über Gl(5.22) gefunden werden. Aufgrund der Massenträgheit des Rotors wird davon ausgegangen, dass der Einfluss der Widerstandsänderung auf die Leerlaufgeschwindigkeit vernachlässigbar ist und ein mittlerer Gesamtwiderstand R_m angesetzt werden kann. Durch Nullsetzen der Last in Gl.(5.22) kann die Leerlaufgeschwindigkeit für R_m gefunden werden:

$$\omega_{m,0} = \frac{U_M}{\frac{f_v R_m}{k_M} + k_\omega} \tag{5.29}$$

Die halbe Drehwinkelspanne $\Delta\varphi_R$ eines Ripples folgt mit der Slotzahl n_p zu:

$$\Delta\varphi_R = \frac{\pi}{n_p} \tag{5.30}$$

daraus ergibt sich für die Leerlaufdrehzahl ω_m das zeitliche Rippleintervall:

$$\Delta t_R = \frac{\Delta\varphi_R}{\omega_m} = \frac{\pi \cdot (\frac{R_m f_v}{k_M} + k_\omega)}{n_p \cdot U_M} \tag{5.31}$$

mit Gl.(5.20) und Umstellen folgt für die Rippleamplitude des Leerlaufs:

$$h_R(\omega_{m,0}) = \underbrace{\left(\frac{f_v \cdot U_M}{R_m f_v + k_M k_\omega}\right)}_{I_0(\omega_{m,0})} \cdot \frac{(1-c_{0,k})R_m}{c_{0,k}R_0} \tag{5.32}$$

diese Amplitude entspricht der maximal erzielbaren Rippleamplitude zum Leerlaufstrom $I_0(\omega_{m,0})$. Um den Einfluss der Spulenträgheit zu bewerten, wird zunächst noch die Stromänderung berechnet, die zum Erreichen der Leerlaufamplitude innerhalb des Rippleintervalls Δt_R benötigt wird:

$$\dot{I}_R = \frac{h_R(\omega_m)}{\Delta t_R} = \frac{n_p U_M^2 f_v R_m k_M \cdot (1-c_{0,k})}{\pi R_0 c_{0,k} \cdot (f_v R_m + k_M k_\omega)^2} \tag{5.33}$$

über die Kenntnis der Stromänderungsrate $\dot{I}_R$ kann das Problem als Ungleichung formuliert und nach der Induktivität $L_{\max}$ aufgelöst werden:

$$\frac{1}{L_{\max}}\Big(U_{\max} - R_k\ I_0 - k_\omega \omega_m\Big) \overset{!}{\geq} \dot{I}_R \tag{5.34}$$

durch Einsetzen und Umstellen folgt:

$$L_{\max}(U) \leq \frac{\pi R_0 c_{0,k} \cdot (R_k - R_m) \cdot (f_v R_m + k_M k_\omega)}{n_p k_M R_m \cdot (c_{0,k} - 1) \cdot U_{\max}} \tag{5.35}$$

da $R_k < R_m$ und $c_{0,k} < 1$ ist das Ergebnis stets positiv. Mithilfe der gefundenen Induktivität $L_{\max}$ kann ein Sollwert formuliert werden, der eine vollständige Rippleausprägung auch im Leerlauf garantiert. Generell ist eine möglichst geringe Induktivität wünschenswert, wobei sich dieser Parameter stets im Konflikt mit der Motorauslegung hinsichtlich Windungszahl und Drehmomentverhalten befinden wird. Auf der anderen Seite kann das Verhältnis von Grenzinduktivität zu aktueller Induktivität als Maß für die anliegende Dämpfung eingesetzt werden:

$$D_R(w_0) = \frac{L}{L_{\max}} \tag{5.36}$$

für Werte von D_R größer Eins liegt eine Abschwächung der Rippleamplituden vor. In Tab. 5.6 sind einige Werte von $L_{\max}$ für Parameterwerte über verschiedenen Motorkonstanten aufgetragen:

$k_M = k_\omega$	0.015	0.017	0.019	0.021	0.023	0.025	0.027	0.029
$L_{\max}$	0.21mH	0.23mH	0.25mH	0.27mH	0.29mH	0.31mH	0.33mH	0.36mH

Tabelle 5.6: Berechnete Induktivitäten, die eine ungedämpfte Rippleamplitude über dem gesamten Drehzahlbereich ermöglichen, verwendete Parameterwerte: U=12V, R_1=330mΩ, $c_{0,k}$=0.75, n=8, f_v=0.1 mNms/rad

Aus Gleichung (5.35) ist abzulesen, dass der Minimalwert von $L_{\max}$ anhand der maximalen Eingangsspannung $U_{\max}$ bestimmt wird. Für die vorliegenden Motoren ergibt sich ein nahezu ungedämpfter Verlauf von $D_R \approx 1$.

Temperatureinfluss
Ein Temperaturanstieg führt zu einem Widerstandsanstieg, der sich auf die Rippleamplituden auswirkt. Durch Einsetzen einer gleichmäßigen Erhitzung des Gesamtwiderstands von $R_0 = R_0(1 + \alpha_T(T - T_0))$ in die Ausgangsgleichung (5.19) der Ripplehöhe folgt für die Sensitivität:

$$\frac{\partial h_R}{\partial T} = \frac{\alpha_K R_0 U_M f_v (c_{0,k}^2 - 1) \cdot (f_v c_{0,k} + f_v)}{c_{1,2} \cdot (2k_M k_\omega + R_0 f_v \cdot (\alpha_K \cdot (T - T_0) + 1) + R_0 c_{0,k} f_v \cdot (\alpha_K \cdot (T - T_0) + 1))^2} \tag{5.37}$$

die Ripplehöhe reduziert sich in Abhängigkeit zu α_K quadratisch mit steigender Temperatur. In Abb. 5.5 sind charakteristische Verläufe für die vorliegenden Motorparameter dargestellt:

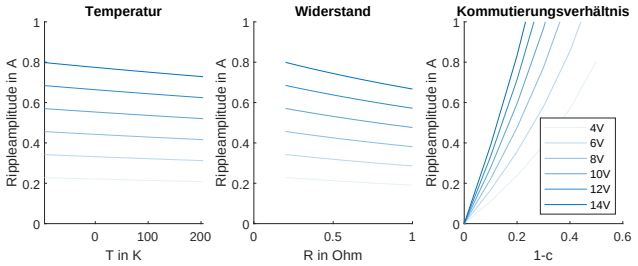


Abbildung 5.5: Vergleich der Leerlauf-Rippleamplituden für verschiedene Eingangsspannungen unter dem Einfluss von Temperaturänderung links, Widerstandsänderung (mitte), Widerstandsverhältnisänderung (rechts)

Aus Abb. 5.5 wird ersichtlich, dass sowohl die Temperatur als auch der Gesamtwiderstand R_0 einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Rippleamplituden haben. Im Vergleich dazu wirkt das Kommutierungsverhältnis $c_{1,2}$ bestimmend für die Rippleamplitude.

Rastmoment
Auch die magnetische Anziehung zwischen Permanentmagneten und Rotor, die als Rastmoment bezeichnet wird, hat als zusätzliches Lastmoment eine direkte Auswirkung auf den Stromverlauf. Aufgrund der Winkelabhängigkeit wirkt sich der näherungsweise kubische Sinus symmetrisch auf jeden einzelnen Ripple aus. Zur Betrachtung der Sensitivität wird das Rastmoment t_c in die mechanische Gleichung eingesetzt. Für die Sensitivität folgt:

$$\frac{\partial h_R}{\partial t_c} = \frac{k_\omega \cdot (c_{0,k}^2 - 1)}{c_{0,k} \cdot (R_0 f_v (c_{0,k} + 1) + 2k_M k_\omega)} \tag{5.38}$$

Eine Auflistung und Vergleich der gebildeten Sensitivitäten ist im Anhang in Tab. 8.4 aufgeführt. Diese bilden sich aus den im Validierungsabschnitt identifizierten Parameterwerten der vorliegenden FH-Motoren.

5.2.2 Modellierung einer Rippledetektion

Aufbauend auf die vorausgegangene Betrachtung der Rippleentstehung und ihrer Sensitivitäten in Abs. 5.2.1 wird nachfolgend eine digitale Messumsetzung des Motorstroms in Form einer Rippledetektion modelliert. Aus den Sensitivitäten konnte der hohe Einfluss der Widerstandsänderungen des Anker- und Kabelbaumwiderstands $R_A, R_H, c_{0,k}$ nachgewiesen werden. Einen vergleichsweise

geringen Einfluss zeigte die Gesamtinduktivität L, die bei vorliegenden Rotordrehzahlen zu einer nahezu ungedämpften Rippleausprägung führt. Des Weiteren kann die Erwärmung des Motors für die Rippleauswertung vernachlässigt werden.
Darüber hinaus werden Ausprägung und Form der Ripple durch das Lastprofil bestimmt, das systemabhängig und nicht verallgemeinerbar ist und in der Literatur oft vernachlässigt wird. Beim Betrieb des FH-Systems liegen häufige Start-, Stopp-, Blockier- und Reversiervorgänge vor, die von Anspannphasen der mechanischen Steifigkeit der Hebermechanik überlagert sind. Diese führen zu schnellen Frequenzübergängen des Rotors, die innerhalb weniger Millisekunden stattfinden und von einer starken Veränderung der Motorstrommittelwerte begleitet werden, vgl. Abb. 2.25. Dagegen führt der positionsabhängige Anstieg von statischen Reiblasten zu langsamen Veränderungen des Stromprofils, die vernachlässigbar erscheinen. Zudem kann eine äußere Anregung durch Fahrbahnunebenheiten auftreten, welche Vertikalschwingungen der Fensterscheibe hervorrufen. Diese können zu fahrwerksabhängigen Oberschwingungen im Fensterlaufprofil führen, deren Einfluss nachfolgend vernachlässigt wird.
Um eine Anpassung an wechselnde Ankerfrequenzen zu gewährleisten, wird nach [126] eine einstellbare Stromfilterung aus den Anforderungen in Tab. 4.10 in die Modellbildung übernommen. Des Weiteren wird der Einsatz einer FFT/DFT sowie eines Kalmanfilters zur Geschwindigkeitsbestimmung in Anlehnung an [57] untersucht.

Konzept

In Abb. 5.6 ist der Aufbau des Basiskonzepts dargestellt:

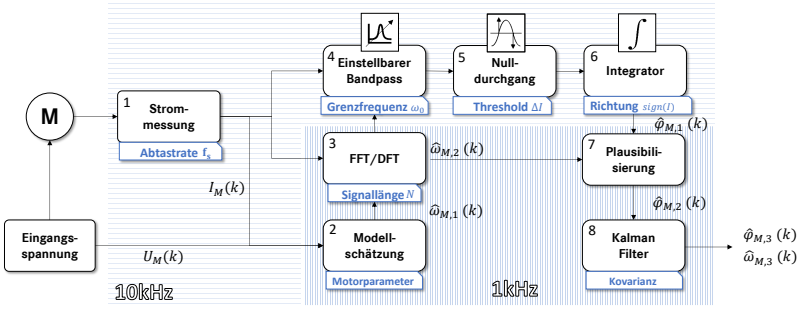


Abbildung 5.6: Aufbau zur sensorlosen Positionierung bestehend aus einstellbarer Bandpassfilterung mithilfe FFT/DFT, Zählung der Nulldurchgänge, Plausibilisierung

Die Flankendetektion erfolgt durch Ermittlung des Nulldurchgangs nach gezielter Filterung des Motorstroms, anhand eines einstellbaren Bandpasses. Die Einstellung des Bandpasses erfolgt über die Ermittlung der dominanten Signalfrequenz mithilfe einer FFT oder DFT, vgl. [57]. Da das Ripplespektrum einen Frequenzbereich von 0kHz bis zu 2kHz durchläuft, ist auch die Fensterlänge der DFT entsprechend einzustellen. Die Frequenzeinstellung der DFT weist eine höhere Toleranz auf als die Bandpasseinstellung und kann durch eine Motorsimulation geschätzt werden. Eine zusätzliche Plausibilisierung kann sowohl Fehldetektionen vermeiden, als auch undetektierte Flanken ergänzen.

Der Plausibilisierungsalgorithmus ist in Abs. 5.2.2 dargestellt.
Als Nächstes wird der Filterentwurf für einen adaptiven IIR- und FIR-Bandpassfilter durchgeführt.

Einstellbarer IIR-Bandpass

Ausgehend von einem zeitdiskreten Tiefpass-Prototypen mit Samplingrate f_S und Grenzfrequenz $\omega_{TP,p}$ mit der Übertragungsfunktion:

$$H_{TP,p}(z) = \frac{\beta_0 + \beta_1 z^{-1} + .. + \beta_n z^{-n}}{1 + \alpha_1 z^{-1} + .. + \alpha_n z^{-n}} \tag{5.39}$$

mit den Filterkoeffizienten α_i, β_i und der Filterordnung n_p kann die Transformation zum Bandpass durch Substitution aller Übertragungsglieder z^{-1} in $H_{TP,p}(z)$ mit der skalierbaren Allpass-Übertragungsfunktion $T_{BP}(z)$ erfolgen, vgl. [127, S.276].

$$H_{BP}(z) = H_{TP}|_{z^{-1} \longleftarrow T_{BP}(z)} \tag{5.40}$$

mit

$$T_{BP}(z) = -z^{-1} \cdot \frac{z^{-1} - \xi_{BP}}{1 - \xi_{BP}\ z^{-1}} \tag{5.41}$$

die Einstellung der Grenzfrequenz des Bandpasses erfolgt anschließend über den neuen Filterkoeffizienten $\xi_{BP} = \cos(\omega_{BP,0})$ mit $|\xi_{BP}| < 1$ und der Zielfrequenz $\omega_{BP,0}$, während $\alpha_i = \text{const.}, \beta_i = \text{const.}$. Eine Besonderheit ist die feste Bandbreite $\omega_{BP,w}$ des resultierenden Bandpasses, die der Grenzfrequenz des Prototypenfilters $H_{TP,p}(z)$ entspricht.

Zur Implementierung als Algorithmus wird der resultierende Bandpass in der kanonischen Direktform (DF2) betrachtet. In [128] ist eine Herleitung des Algorithmus zu finden:

$$\begin{aligned} v_{i,k} &= \left(\xi_k w_{i,k-1} - w_{i,k-2}\right)_{1 \le i \le n} \\ v_{0,k} &= -\sum_{j=1}^{n} a_j v_{j,k} + u_k \\ w_{i,k} &= \left(\xi_k w_{i,k-1} + v_{i-1,k}\right)_{1 \le i \le n} \\ y_k &= \sum_{i=0}^{n} b_i v_{i,k} \end{aligned} \tag{5.42}$$

mit den Zwischengrößen $v_{i,k}, w_{i,k}$ zum Zeitpunkt k, die sich an den Schnittpunkten der Filterstufen ergeben sowie der Eingangsgröße u_k und dem Filterausgang y_k. Auf diese Weise kann eine einfache Anpassung der Grenzfrequenz über $\xi_k = \cos(\omega_{0,k})$ in jedem Zeitschritt erfolgen. Für den Zusammenhang zwischen Grenzfrequenz und Motordrehzahl folgt:

$$\omega_{0,k} = \frac{n_P \cdot \tilde{\omega}_{M,k}}{f_s} \tag{5.43}$$

Mit Gl.(5.43) erfolgt die Filtereinstellung auf Basis der geschätzten Motorgeschwindigkeit $\tilde{\omega}_{M,k}$. Es ist zu beachten, dass es sich bei $\omega_{k,0}$, aufgrund der zeitdiskreten Filterung, um eine normalisierte Frequenz mit Einheit Radianten pro Sample handelt. Als Filterprototyp wird ein zeitdiskreter Butterworthfilter entsprechend Abb. 5.7 mit 40Hz Grenzfrequenz verwendet:

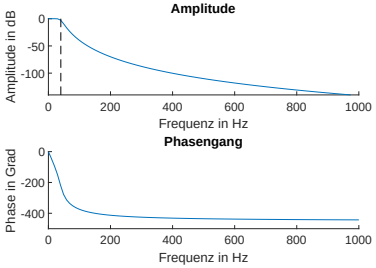


Abbildung 5.7: Amplituden- und Phasengang des Tiefpass Prototypenfilters mit einer Grenzfrequenz von 40Hz

Zustandsraumtransformation
Um einen Vergleich zu bieten, wird ein zweiter Filterentwurf nach Koshita et al. durchgeführt [129]. Dieser verwendet eine einfache Transformation der Systemmatrizen, die keine Matrixinvertierungen verwendet und die gram'schen Eigenschaften des Prototypensystems erhält, vgl. [130, S.2699]. Der Überführung der Transferfunktion des Prototypenfilters in die zeitdiskrete Zustandsraumdarstellung unterliegt grundsätzlich folgendem Zusammenhang:

$$H_{TP,p}(z) = \boldsymbol{c}_p\big(z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{A}_p\big)^{-1}\boldsymbol{b}_p + \boldsymbol{d}_p \tag{5.44}$$

mit den Zustandsraummatrizen des Prototypen $\boldsymbol{A}_p, \boldsymbol{b}_p, \boldsymbol{c}_p, d_p$. Für den einstellbaren Bandpass folgt:

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{A}_{BP}(k) &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_n \cdot \cos(\omega_{0,k}) & -\boldsymbol{A}_p \cdot \sin(\omega_{0,k}) \\ \boldsymbol{I}_n \cdot \sin(\omega_{0,k}) & \boldsymbol{A}_p \cdot \cos(\omega_{0,k}) \end{bmatrix} \\
\boldsymbol{b}_{BP}(k) &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{b}_p \cdot \sin(\omega_{0,k}) & -\boldsymbol{b}_p \cdot \cos(\omega_{0,k}) \end{bmatrix}^T \\
\boldsymbol{c}_{BP} &= \begin{bmatrix} \boldsymbol{0}^{[nx1]} & -\boldsymbol{c}_p \end{bmatrix} \\
\boldsymbol{d}_{BP} &= d_p
\end{aligned} \tag{5.45}$$

mit den neuen Systemmatrizen des Bandpasses ($\boldsymbol{A}_{BP}^{[2n_p \times 2n_p]}, \boldsymbol{b}_{BP}^{[2n_p \times 1]}, \boldsymbol{c}_{BP}^{[1 \times 2n_p]}, \boldsymbol{d}_{BP}^{[1 \times 1]}$) und dem Zustandsvektor $\boldsymbol{x}_k^{[2n_p \times 1]}$ kann der Filterausgang über:

$$\begin{aligned}
\boldsymbol{x}_{k+1} &= \boldsymbol{A}_{BP}(k) \cdot \boldsymbol{x}_k + \boldsymbol{b}_{BP}(k) \cdot u_k \\
\boldsymbol{y}_k &= \boldsymbol{C}_{BP} \cdot \boldsymbol{x}_k + d_{BP}
\end{aligned} \tag{5.46}$$

direkt berechnet werden. Im Vergleich zum Prototypenfilter hat sich die Filterordnung auf $2n_p$ verdoppelt. In Abb. 5.8 sind die resultierenden Phasen- und Amplitudengänge für den betrachteten Ripplerequenzbereich dargestellt:

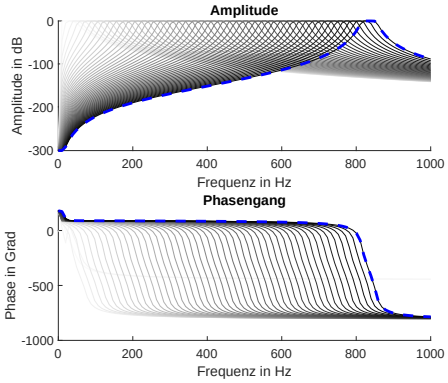


Abbildung 5.8: Resultierende Amplituden- und Phasengänge des einstellbaren Bandpasses nach Gl.(5.45) für $\omega_{0,k}$ von 0 bis 850Hz und einer Bandbreite von 40Hz

Aus dem Amplitudengang wird ersichtlich, dass die Bandbreite konstant bleibt und erwartungsgemäß der Grenzfrequenz des Prototypenfilters entspricht.

Einstellbarer FIR-Bandpass

Im Gegensatz zu IIR-Filtern weisen FIR-Filter keine Rückführung der Filterausgänge auf, wodurch sich die Ausgangswerte nicht aufsummieren können. Dadurch sind FIR-Filter stets stabil. Aufgrund dieses Vorteils wird ein weiterer FIR-Bandpassfilter ausgelegt und mit dem IIR-Filter im SLP-Einsatz verglichen. Der Fiterausgang ergibt sich durch Multiplikation der gebufferten Eingangssignale mit den interpolierten Koeffizienten $\bar{b}$:

$$y_k = \sum_{i=1}^{n} \bar{b}_i(\omega_k) u_{k-i} \tag{5.47}$$

Die einfachste Lösung, die eine Einstellbarkeit der Grenzfrequenz bei FIR-Filtern gewährleistet, ist das Substituieren der Filterkoeffizienten in den einzelnen Zeitschritten, da keine Rückkopplung zu vorherigen Filterausgängen besteht, vgl.[131].

Anstelle einer kontinuierlichen Neuberechnung werden die Filterkoeffizienten b_i einzelner Grenzfrequenzen zu einer Lookup-Tabelle zusammengefasst. Die einmalige Bestimmung der Filterkoeffizienten erfolgt über ein Hamming-Fenster für drei unterschiedliche Filtergrade N, vgl. [132, S.351]. Die resultierenden Tabellen sind grafisch in Abb. 5.9 zusammengefasst:

Aus Abb. 5.9 ist der über dem Filtergrad und der Grenzfrequenz steigende Aufwand der Filterung zu entnehmen, der zu immer kleiner werdenden Filterkoeffizienten führt, die wiederum eine immer höhere numerische Genauigkeit erfordern. Es werden drei Tabellen aufgestellt, um einen Vergleich der Filterleistung zu bieten. Zusätzlich werden die Koeffizienten für jeden Frequenzschritt zwischen benachbarten Einträgen interpoliert. Der Einfluss auf die Filterstabilität sollte bei einem entsprechend hohen Teilungsverhältnis vernachlässigbar sein. Die verwendete Schrittweite beträgt bei dem Teilungsverhältnis von 1/50 etwa 17rad/s.
In Abb. 5.10 ist der Amplitudenverlauf dargestellt:

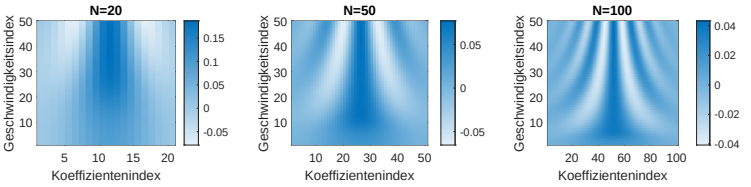


Abbildung 5.9: FIR-Filterkoeffizienten als Lookuptable über der Rotorgeschwindigkeit (y-Achse) für verschiedene Filtergrade N

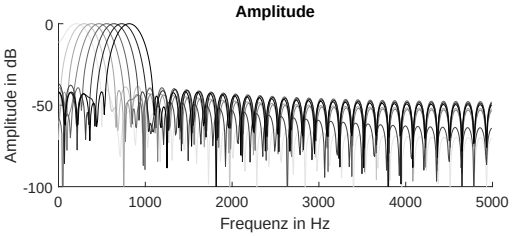


Abbildung 5.10: FIR-Amplitudengang für den Bereich der betrachteten Grenzfrequenzen von 0-2kHz der Filterordnung N=50 und einer Bandbreite

Im Vergleich zu den IIR-Filtern mit Filterordnung N=6 zeigt der FIR-Filter mit fünfmal höherer Filterordnung von N=50 und einer identischen Bandbreite von 40Hz eine deutlich schwächere Dämpfung beim Verlassen des Passbandbereichs.

Grenzfrequenzeinstellung (DFT)

Mithilfe einer kontinuierlichen Fourier-Transformation soll die einzustellende Bandpassfrequenz auf Basis der zum Zeitpunkt k dominanten Ripplefrequenz ermittelt werden. Dazu wird eine diskrete Fourier-Transformation nach [133, S.542] implementiert:

$$y_{\mathrm{DFT}}(g_i) = \left(\sum_{k=0}^{n-1} x_k e^{\frac{-2\pi i g k}{n}} \right)_{0 \leq g_i \leq n-1} \tag{5.48}$$

mit dem Signal x und der Signallänge n werden die Frequenzanteile $y_{\mathrm{DFT}}(g_i)$ für die Frequenzindizes g_i berechnet. Die Anzahl der Frequenzanteile ist abhängig von der Signallänge und Abtastrate. Die Umrechnung in die tatsächlichen Frequenzen $f_F(g_i)$ folgt aus:

$$f_F(g_i) = \frac{g_i}{t_S \cdot n} \tag{5.49}$$

Der Aufwand zur Berechnung der zwei verketteten Schleifen entspricht $O(n^2)$, welcher ein quadratisches Wachstum über der Signallänge n beschreibt. Es ist zu erwarten, dass bei ausreichender Signallänge n die Ripplefrequenz der dominanten Frequenz f_R entspricht:

$$f_R = f_F\Big(g_i\big(\max(|y_{\mathrm{DFT},\, 0\leq g_i\leq n-1}|)\big)\Big) \tag{5.50}$$

Mit dem gesuchten i-ten Frequenzanteil $g_i(\max(|y_{\mathrm{DFT}}|))$, welcher die maximale Amplitude $|y_{\mathrm{DFT}}|$ über allen Frequenzindizes aufweist. Da sich die Rippledauer stark verändert, ist die Fensterlänge n anzupassen, sodass die aktuelle Ripplefrequenz auch als dominantes Signal hervortreten kann. Bei bekannten Motorparametern kann eine Geschwindigkeitsschätzung über das Motormodell aus Gl.(3.93) erfolgen:

$$\omega_M = \frac{U_M - R \cdot I_M}{k_\omega} \tag{5.51}$$

Da keine hohen Genauigkeiten zur Einstellung der Fensterlänge gefordert sind, sollte diese Abschätzung bei hinreichender Parameterkenntnis ausreichend sein. Um dies zu bestätigen, wird die Frequenzbestimmung an einem typischen Fensterschließverlauf mit frühzeitigem Block getestet. Das Ergebnis ist in Abb. 5.11 und Abb. 5.12 dargestellt:

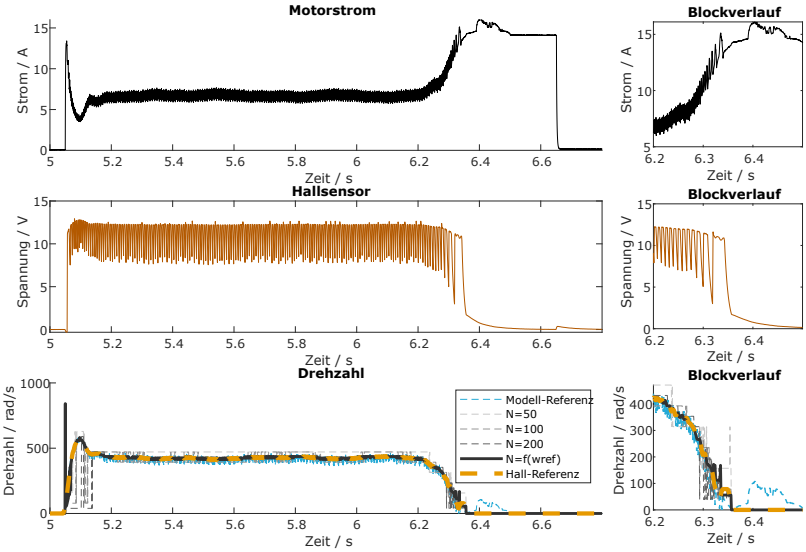


Abbildung 5.11: Gemessener Motorstrom (Oben), Hallsensorspannung (Mitte) eines Fensterschließlaufs mit frühzeitigem Block; Ermittelte Geschwindigkeiten für feste und variable Signallängen (Unten)

Der Motorstrom des Fensterschließvorgangs wird mit einer Abtastrate von t_s=10kHZ gemessen. Die Referenzgeschwindigkeit wird anhand eines zentrierten, gleitenden Mittelwerts und zeitlicher Ableitung aus den Hallinkrementen des Rotorwinkels bestimmt. Aufgrund der Filterung ist eine Abweichung zum tatsächlichen Verlauf zu erwarten. Die modellgestützte Geschwindigkeit nach (5.51) zeigt ein starkes Rauschen, das durch den Ripplestrom verursacht wird. In Abb. 5.12 sind die Abweichungen dargestellt.

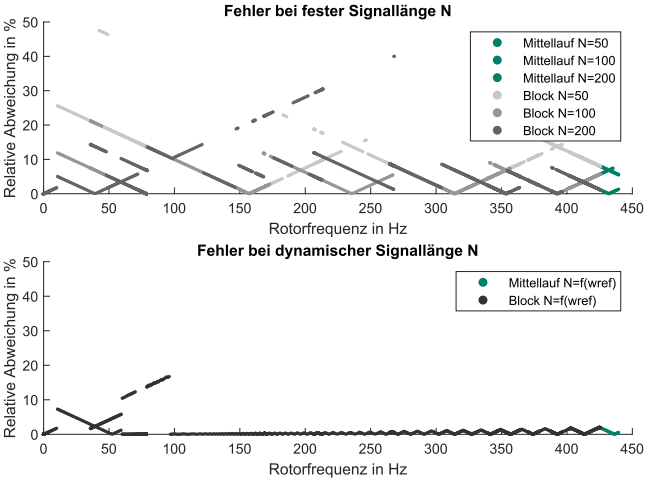


Abbildung 5.12: Fehler der Drehgeschwindigkeitsschätzung bei fester (oben) und dynamischer Signallänge (unten) der schnellen Fourier Transformation ausgewertet nach Mittellauf und Block

Wird eine feste Fensterlänge verwendet, kommt es zu deutlichen Abweichungen über dem gesamten Drehzahlbereich. Diese sind während der Frequenzänderungen zum Anlauf und Block zwischen 0 bis 400Hz stärker ausgeprägt, vgl. Abb. 5.12. Der Fenstermittellauf findet zwischen t=5.2-6.2s statt. Im Vergleich zur festen Fensterlänge zeigt der Einsatz einer dynamischen Fensterlänge nach Gl.(5.51) eine deutliche Verbesserung der Schätzgüte auf. Es kommt zu vereinzelten Ausreißern, die über eine zusätzliche Plausibilisierung herausgefiltert werden könnten.
Ein Nachteil des DFT-Ansatzes ist, dass der Rechenaufwand mit $O(n^2)$ recht hoch ausfällt. Die eingestellten Signallängen inklusive des Rechenaufwands variieren zwischen n=$f(\omega_M)$ ∈[14, 131]. Mit den Ergebnissen ist das Funktionsprinzip bestätigt.

Rippleflankenplausibilisierung

Der Verlauf der detektierten Rippleflanken soll durch Bufferung und Nachbearbeitung optimiert werden, um die Robustheit im Anlauf und Block zu erhöhen. Eine Plausibilisierung kann durch Beachtung der Systemträgheit erfolgen, indem die Häufigkeit aufeinanderfolgender Rippleflanken beurteilt wird.
Die Trägheit des Motors definiert sich aus den Zeitkonstanten:

$$\begin{aligned} \tau_e &= \frac{L}{R} \\ \tau_m &= \frac{2\pi\theta_M R}{k_M k_\omega^2} \\ T_M &= \sqrt{\tau_e \tau_m} \end{aligned} \tag{5.52}$$

Das Übertragungsverhalten des PMDC-Motors wird bestimmt durch die elektrische und mechanische Zeitkonstante mit $\tau_e \ll \tau_m$. Es ist ersichtlich, dass eine Reduktion der mechanischen Anlauf- und Lastwechselzeiten nur durch eine Erhöhung der Motorkonstanten k_M, k_ω erfolgen kann. Für

den vorliegenden FH-Motor ergibt sich Gesamtzeitkonstanten von etwa T_M=5-10ms, die im Abs. 6.1.4 validiert werden.

Plausibilisierungsalgorithmus
Die Plausibilisierungslogik definiert sich aus dem Vergleich von Differenzzeiten Δt_k zwischen den Rippleflanken:

$$t_{k_m} = \begin{cases} 1, & \Delta t_k > \lambda_1 \cdot \Delta t_p \\ t_{k_m} & \end{cases} \quad \text{mit} \quad k_m = (2k-1)/2$$
$$t_k = \begin{cases} 0, & \Delta t_k < \lambda_2 \cdot \Delta t_p \\ t_k, & \text{ansonsten} \end{cases} \tag{5.53}$$
$$\text{für} \quad 2 \leq k \leq n$$

mit dem Vektor t_k, der für alle Zeitschritte k, entweder Null oder Eins entspricht, falls eine detektierte Flanke in diesem Zeitschritt vorliegt. Es wird die aktuelle Differenzzeit $\Delta t_k - \Delta t_{k-1}$ mit der Zeit des Vorgängerpaares $\Delta t_p = t_{k-1} - t_{k-2}$ verglichen. Falls diese um den Faktor $\lambda_{1,2}$ größer oder kleiner ist, wird entweder eine Rippleflanke in der Mitte des Intervalls bei t_{k_m} hinzugefügt oder die aktuelle Flanke t_k wird entfernt. Die Wahl von $\lambda_{1,2}$ kann empirisch oder über eine Abschätzung der Zeitkonstanten erfolgen.
In mehreren Versuchsreihen wurden Werte von λ_1=1.5 und $\lambda_2 = 0.4$ ermittelt, die sich als geeignet erwiesen haben. Ergebnisse für den Fensteranlauf sind in Abb. 5.13 dargestellt.

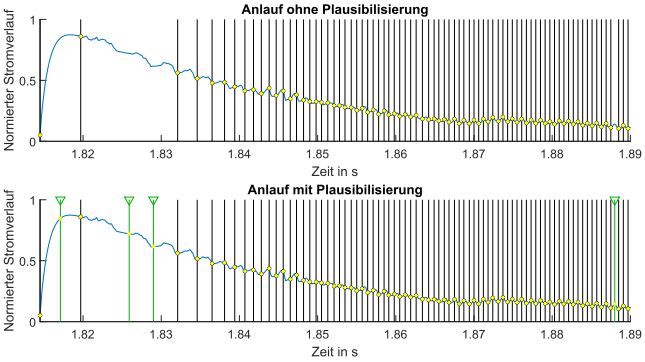


Abbildung 5.13: Vergleich der detektierten Rippleflanken mit und ohne Plausibilisierung für den IIR-Bandpass während einer Anlaufphase; durch Plausibilisierung hinzugefügte Flanken (grün)

Die abgebildete Anlaufphase ist unterdetektiert und weist eine große Lücke zu Beginn und am Ende des Intervalls auf. Durch eine Rückwärtsiteration des Algorithmus werden vier Rippleflanken hinzugefügt, die zu einer Verbesserung der Positionsschätzung beitragen. Die Iteration bewegt sich rückwärts in der Zeit und somit von den kürzeren Zeitabständen des Leerlaufs hin zu den längeren Flankenabständen. Für den Block ist das Verhalten umgekehrt, daher wird eine Vorwärtsiteration angewandt. In Abb. 5.14 ist die Auswertung einer Blockphase abgebildet:

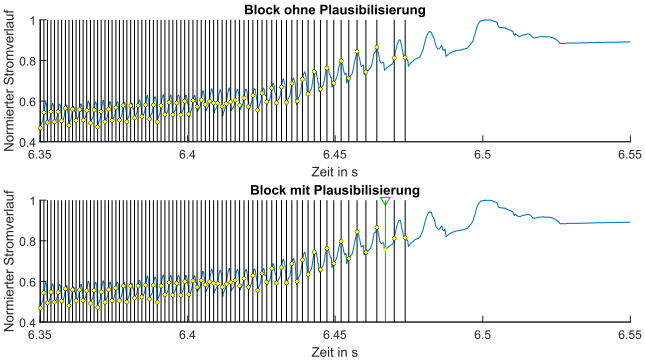


Abbildung 5.14: Vergleich der detektierten Rippleflanken mit und ohne Plausibilisierung für den IIR-Bandpass während einer Blockphase; durch Plausibilisierung hinzugefügte Flanken (grün) unkaskadiert

Durch sequentielles Ausführen kann sowohl eine Vorwärts- als auch Rückwärtsiteration eingesetzt werden. Außerdem wird eine dreistufige Kaskadierung implementiert, um Folgefehler zu beseitigen. Eine Extrapolation hinter der letzten detektierten Flanke findet nicht statt, vgl. Abb. 5.14. Aufgrund des iterativen Aufbaus ist eine rechenschonende Zwischenspeicherung von insgesamt drei Flankenzeiten ausreichend.

Kalmanfilterung

Die maximale Auflösung der aufgestellten Rippledetektion nach Abb. 5.6 leitet sich aus dem geometrischen Kommutierungswinkel ab und beträgt etwa $\Delta\varphi_M = 2\pi/n_p$ rad. Durch die Filterung addiert sich eine zusätzliche, zeitliche Verzögerung, die den Messfehler erhöht. Nachfolgend wird ein Kalmanfilter zur Korrektur der Positions- und Geschwindigkeitssignale eingeführt. Es wird ein Modell zweiter Ordnung angesetzt:

$$\underbrace{\begin{bmatrix}\dot{\varphi}_M\\ \ddot{\varphi}_M\end{bmatrix}}_{\dot{\boldsymbol{x}}} = \underbrace{\begin{bmatrix}0 & 1\\ 0 & 0\end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix}\varphi_M\\ \dot{\varphi}_M\end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix}0\\ 1\end{bmatrix}}_{G} \cdot z(t) \tag{5.54}$$

das additive Prozessrauschen $z(t)$ wirkt sich auf die Beschleunigungen aus. Die Zeitdiskretisierung erfolgt nach Gl.(3.37) durch direkte Diskretisierung über die Systemmatrix $\boldsymbol{A}$. Für das zeitdiskrete Zustandsraummodell folgt:

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix}\varphi_M(k+1)\\ \dot{\varphi}_M(k+1)\end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix}1 & t_s\\ 0 & 1\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{A}_d = e^{\mathbf{A}\cdot t_s}} \cdot \begin{bmatrix}\varphi_M(k)\\ \dot{\varphi}_M(k)\end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix}t_s\\ 1\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{G}_d} \cdot z(k)\\ y(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}}_{\boldsymbol{C}_d = \mathbf{C}} \cdot \begin{bmatrix}\varphi_M(k)\\ \dot{\varphi}_M(k)\end{bmatrix} + \boldsymbol{v}(k)\end{aligned} \tag{5.55}$$

mit der Kovarianzmatrix des Systemrauschens $\boldsymbol{G}_d$ und dem Systemrauschen $\boldsymbol{Q}_k = \mathrm{var}(\boldsymbol{z}_k)$ kann die Kovarianz des Schätzfehlers für den Prädiktionsschritt berechnet werden:

$$\mathbf{P}_{k+1} = \boldsymbol{A}_d \cdot \mathbf{P}_k \cdot \boldsymbol{A}_d^T + \boldsymbol{G}_d \cdot \mathbf{Q}_k \cdot \boldsymbol{G}_d^T \tag{5.56}$$

Die Kalmanverstärkung berechnet sich aus:

$$\mathbf{K} = \mathbf{P_{k+1}} \cdot \mathbf{C}^T \cdot \left(\mathbf{C} \cdot \mathbf{P}_{k+1} \cdot \mathbf{C}^T + \boldsymbol{R}_k\right)^{-1} \tag{5.57}$$

Mit dem Messrauschen $\boldsymbol{R}_k = \mathrm{var}(\boldsymbol{v}_k)$. Für das System zweiten Grades kann die Matrixinvertierung bspw. nach dem Gauß-Jordan-Algorithmus innerhalb von vier Rechenschritten bestimmt werden. In Abb. 5.15 ist eine beispielhafte Geschwindigkeitsermittlung mittels Kalmanfilter für die IIR- und FIR-Filteransätze dargestellt:

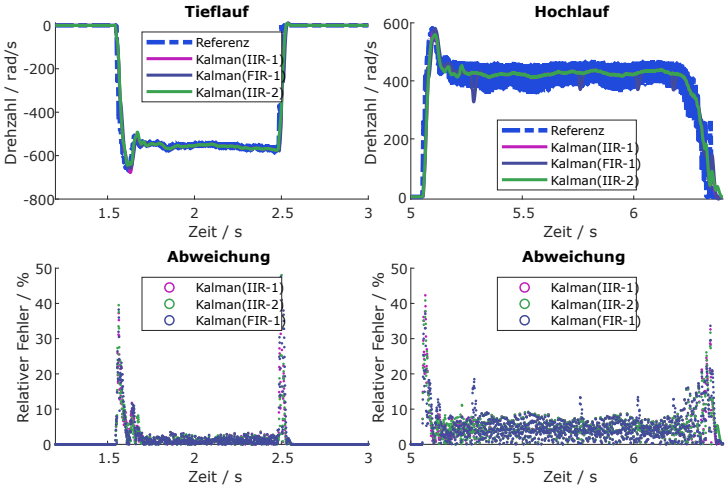


Abbildung 5.15: Vergleich der Kalmanfilterung des SLP mit direkter Zeitableitung von Hallinkrementen

Das Ergebnis zeigt den Vorteil der Kalmanfilterung gegenüber einer direkten Zeitableitung. Für alle Filteransätze ist ein unverrauschtes und nahezu verzögerungsfreies Ergebnis zu erkennen. Im Gegensatz weist das Referenzsignal größere Rauschanteile auf, welche durch die direkte Zeitableitung der Hallsensorinkremente und anschließende Filterung zu begründen sind. Die Phasenverschiebung der Kalmanfilter beträgt etwa 10ms.

5.2.3 Scheitelpunktdetektion

Mit dem Basiskonzept aus Abb. 5.6 wird ein SLP-Verfahren aufgestellt, das auf einer einstellbaren Filterung des Motorstroms und einer Zählung der Nulldurchgänge basiert. Zusätzlich zu diesem Verfahren wird in diesem Abschnitt ein algorithmischer Ansatz modelliert. Der Algorithmus soll eine Mustererkennung verwenden, die Merkmale des einzelnen Stromripples in der Motorstrommessung kontinuierlich identifiziert. Als charakteristisches Merkmal werden die Minima und Maxima des Ripplestromprofils gewählt, weshalb das Verfahren als Scheitelpunktdetektion bezeichnet wird.
Es wird ein einfacher Suchalgorithmus nach Abb. 5.16 implementiert, welcher an [134] angelehnt ist.

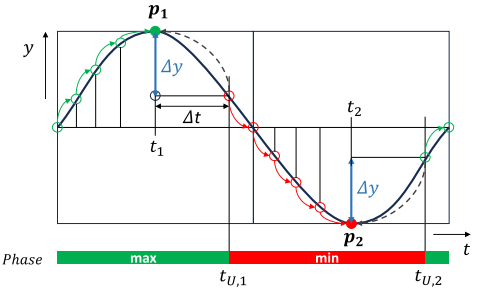


Abbildung 5.16: Funktionsweise des Scheitelpunktdetektionsalgorithmus basierend auf einer alternierenden Minima/Maxima Suche nach [134]

Der Algorithmus besteht aus einer alternierenden Minima- und Maximasuche, die umgeschaltet wird, sobald der Scheitelpunkt der aktuellen Suchrichtung $s \in 0, 1$ identifiziert wurde.
Während der Maximasuche werden neue Maximalwerte und ihre Zeitpunkte k in $b(k) = \max(b(k), y(k))$ zwischengespeichert. Falls keine neuen Maximalwerte auftreten, wird die Phase bei $t = t_{U,1}$ umgeschaltet, sobald der aktuelle Wert $y(k)$ den letzten Maximalwert $b(k)$ um Δy unterschreitet. Zu diesem Zeitpunkt ist der zwischengespeicherte Wert $b(k)$ als letzter Maximalwert bestätigt. Die Zeitdifferenz $\Delta t = t_{U,1} - t_1$ beschreibt die Verzögerung, die zum Bestätigen des Maximalwerts benötigt wird. Anschließend folgt eine Minimasuche, die neue Minimalwerte zwischenspeichert, bis die Differenz zum letzten Minimalwert größer wird als Δy. Zum Zeitpunkt $t = t_{U,2}$ ist der vorliegende Minimalwert mit $b(k) = \min(b(k), y(k))$ bestätigt.
Der Algorithmus kann folgendermaßen ausgedrückt werden:

$$b(k) = \begin{cases} \max(b(k), y(k)), & s(k) == 1 \\ \min(b(k), y(k)), & s(k) == 0 \end{cases} \tag{5.58}$$

$$s(k) = \begin{cases} 0, & b(k) - y(k) \geq \Delta y \quad \wedge \quad s(k) == 1 \\ 1, & y(k) - b(k) \geq \Delta y \quad \wedge \quad s(k) == 0 \end{cases} \tag{5.59}$$

der Motorwinkel φ_M wird mit der Bestätigung des Scheitelpunkts und dem Umschalten der Phase $s(k)$ um den Wert π/n_p inkrementiert:

$$\varphi_M(k) = \begin{cases} \varphi_M(k) + \pi/n_p, & s(k) \neq s(k-1) \\ \varphi_M(k) \end{cases} \tag{5.60}$$

Mit der Slotzahl n_p, die die Anzahl der Ripple pro Rotorumdrehung beschreibt. Zudem kann die Winkelgeschwindigkeit ω_M durch Zwischenspeicherung der Scheitelzeitpunkte $t_i(r)$ und direkter Zeitableitung von φ_M gefunden werden:

$$\omega_M(k) = \begin{cases} \dfrac{\pi}{2n_p(t_i(r) - t_i(r-1))}, & s(k) \neq s(k-1) \\ \omega_M(k) \end{cases} \tag{5.61}$$

hierbei wird die Hilfsvariable r eingeführt, die dem Bufferindex zum letzten und vorletzten Scheitelpunkt entspricht. Es ist anzumerken, dass die Winkelgeschwindigkeiten und -positionen konstante Werte zwischen den Detektionszeitpunkten annehmen. Aus dem Aufbau des Algorithmus ist die Empfindlichkeit gegenüber Störrauschen ersichtlich, falls die Rauschamplituden im Bereich von Δy liegen. Zur Erhöhung der Robustheit wird eine adaptive Detektionsamplitude $\Delta y(k)$ in Abhängigkeit der zu erwartenden Ripplehöhe h_R eingesetzt:

$$\Delta y(k) = \frac{1}{4}\left(U_{in}(k) - k_\omega \cdot \omega_M(k)\right)\frac{c_{0,k} - 1}{c_{0,k} R_0} \tag{5.62}$$

die Abschätzung der Amplitudenhöhe h_R erfolgt nach Gl.(5.20)

5.3 Modellierung des FH-Systems

In diesem Abschnitt wird die Betrachtung auf das Gesamtsystem Fensterheber erweitert. Im Stand der Technik wird ein eindimensionales Ersatzsystem für den Fensterheber aufgeführt, vgl. Abb. 2.17. Ergänzend zu diesem Modell wird nachfolgend ein Modell mit zweidimensionaler Scheibenbewegung aufgestellt. Durch Berücksichtigung des zusätzlichen Freiheitsgrades sollen Einklemmfälle entlang der Längsachse simuliert werden, die unterschiedliche Einklemmkraftgradienten hervorrufen.

5.3.1 Mechanisches Ersatzsystem

Zunächst werden die Freiheitsgrade des Ersatzsystems bestimmt. Es wird angenommen, dass das Momentengleichgewicht der einwirkenden Einklemmkraft, die Lastübertragung durch Abbildung der Hebermechanik und das Auftreten lokaler Verspannungen ausschlaggebend sind für die Form der Einklemmkraftgradienten. Deshalb soll der Aufbau der Hebermechanik in der x,z-Ebene berücksichtigt werden, welche die Lastübertragung auf die Fensterscheibe bestimmt, vgl. Abb. 5.17.

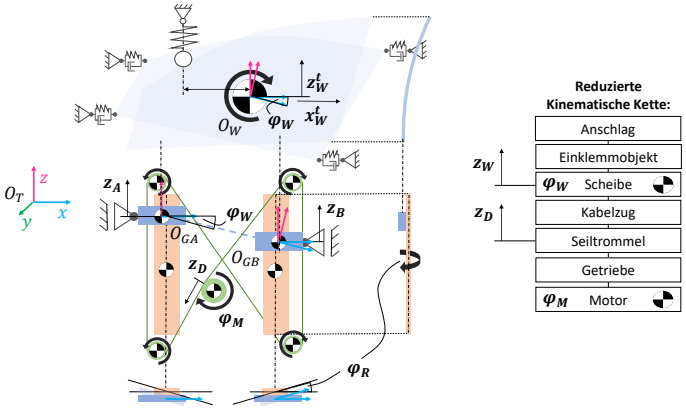


Abbildung 5.17: Lokale Koordinatensysteme und Freiheitsgrade der zweidimensionalen Scheibenbewegung des vereinfachten Fensterhebers

Der erste Freiheitsgrad wird als Translation z_w^d der Scheibenmasse definiert, die relativ zum Türsystem O_d gemessen wird. Der zweite Freiheitsgrad entspricht einer Rotation der Scheibe um y-Achse des Türsystems und wird mit dem Winkel φ_W gemessen. Der Rotationswinkel der Scheibe φ_W kann durch den Versatz der Gleiter zueinander $\Delta z_{AB} = z_A - z_B$ ausgedrückt werden:

$$\varphi_W = \operatorname{atan}\left(\frac{\Delta z_{AB}}{d_{AB}}\right) \tag{5.63}$$

Als Rotationsbegrenzung werden in Abs. 5.3.5 Kontaktmodelle eingeführt, die den physikalischen Kontakt mit dem Fensterrahmen darstellen und zu einer zusätzlichen Reibkraft auf den Scheibenlauf führen. Hiermit können Verspannungen der Scheibe im Anlauf und bei Lastumkehr abgebildet werden, welche aus der asymmetrischen Zugbelastung der FH-Mechanik resultieren. Das Rotationsvermögen führt zu einer Schwerpunkttranslation in x, die den dritten Freiheitsgrad darstellt. Den letzten Freiheitsgrad bildet die Rotation des Motors, um den Motorwinkel φ_M.
Darüber hinaus sind in Abb. 5.17 die Schwerpunkte der bewegten Massen dargestellt, die durch den Scheibenlauf beeinflusst werden. Dazu zählen neben der Fensterscheibe die Massen der Gleiter A/B,

die Gleiterschienen A/B, die vier Umlenkrollen und die Seiltrommel hinter dem Motorgetriebe. Vereinfachend werden Relativbewegungen zwischen Gleiter und Scheibe vernachlässigt. Außerdem werden die Rotationsbewegungen der Umlenkrollen und Gleiterschienen nicht explizit in den Bewegungsgleichungen als bewegte Massen berücksichtigt. Dadurch reduziert sich der Parametrisierungs- und Berechnungsaufwand. Zudem leisten diese Komponenten über Kontaktkräfte nur einen indirekten Beitrag in Form von Reibung, die mit abstrakten Modellen berücksichtigt werden kann, da keine direkte Kopplung der Trägheitskräfte existiert. Des Weiteren weisen diese Komponenten sehr kleine Massen auf und unterliegen Zwangsbedingungen, aufgrund des begrenzten Bewegungsradius, die die numerische Stabilität beeinträchtigen können.
Somit reduziert sich das Gesamtsystem auf ein Zweimassensystem, bestehend aus der Scheibenmasse mit zwei translatorischen und einem rotatorischen Freiheitsgrad sowie dem Motor mit einem rotatorischen Freiheitsgrad. Für das Ersatzsystem resultieren insgesamt vier Freiheitsgrade, die eine kinematische Kette ergeben, die in Abb. 5.17 dargestellt ist.
Es ist ersichtlich, dass sich das vereinfachte Zweimassensystem ausschließlich in der x,z-Ebene bewegt. Die einzige bewegte Komponente, die eine Abhängigkeit zur y-Achse aufweist, ist die Scheibenmasse m_W. Aufgrund der Scheibenwölbung bewegt sich diese entlang der Dichtungsführung mit hohen Dichtungsnormalkräften und steigender Vorspannung. Je nach Scheibenwölbung kann ein partielles Abstützen der Scheibenmasse über dem Fensterlauf entstehen, wodurch sich der Gewichtskraftanteil des Lastprofils positionsabhängig reduziert. Dieser Effekt kann durch eine Reduktion der Scheibenmasse über z_w^d ausgedrückt werden und wird nachfolgend vernachlässigt.

5.3.2 Kinematische Beziehungen

Als Nächstes werden lokale Koordinatensysteme (KS) eingeführt, um die Herleitung der kinematischen Beziehungen zu erleichtern, vgl. Abb. 5.18:

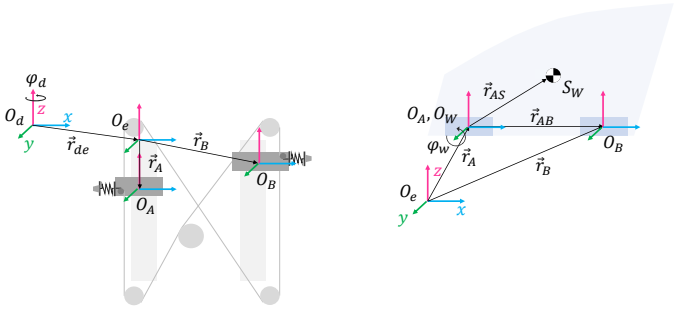


Abbildung 5.18: Definition der lokalen Koordinatensysteme an der Fahrzeugtür

Es wird ein körperfestes Tür-KS O_d, zwei Gleiter-KS O_A, O_B, ein Scheiben-KS O_W sowie ein KS O_e am Türmodell definiert, welches im oberen Blockanschlag sitzt. Die Scheibentranslation kann als Versatz des Gleiter-KS O_A zum Türmodul-KS O_e entlang der z-Achse ausgedrückt werden. Für die Gleiterbewegung gilt:

$$z_A = r^e_{A,z} \tag{5.64}$$
$$z_B = r^e_{B,z} \tag{5.65}$$
$$\tag{5.66}$$

mit den z-Komponenten $r^e_{A,z}$, $r^e_{B,z}$ der im e-System ausgedrückten Vektoren $\boldsymbol{r}_A$, $\boldsymbol{r}_B$. Unter der Annahme einer steifen Verbindung zwischen Gleitern und Scheibe, wodurch keine Relativbewegung zwischen dem Scheiben-KS und dem Gleiter-KS existiert, folgt:

$$z^e_W = r^e_{A,z} + r^w_{AS,z}\cos(\varphi_W) + r^w_{AS,x}\sin(\varphi_W) \tag{5.67}$$
$$\dot{z}^e_W = \dot{r}^e_{A,z} + \dot{\varphi}_W\left(r^w_{AS,z}\cos(\varphi_W) - r^w_{AS,y}\sin(\varphi_W)\right) \tag{5.68}$$
$$\ddot{z}^e_W = \ddot{r}^e_{A,z} + \ddot{\varphi}_W\left(r^w_{AS,z}\cos(\varphi_W) - r^w_{AS,x}\sin(\varphi_W)\right) \tag{5.69}$$
$$\tag{5.70}$$

Mit dem Scheibenverkippungswinkel φ_W ergibt sich Gleiterposition z_B aus:

$$z_B = z_A + r^w_{AB,x} \cdot \sin(\varphi_D) + r^w_{AB,y} \cdot \cos(\varphi_D) \tag{5.71}$$

und für den translatorischen Versatz des Seilzugs an der Kabeltrommel folgt:

$$z_D = r_D \cdot \frac{\varphi_M}{n_G} \tag{5.72}$$

5.3.3 Dynamik der Hebermechanik

Der Zweistrangseilzugheber überführt die rotatorische Bewegung der Seiltrommel in eine translatorische Bewegung der geführten Gleiter. Ein Kabelzug aus insgesamt drei Stahlseilen verbindet Gleiter und Seiltrommel, anhand von vier Umlenkrollen zu einer einfachen kinematischen Kette, vgl. Abb. 5.19:

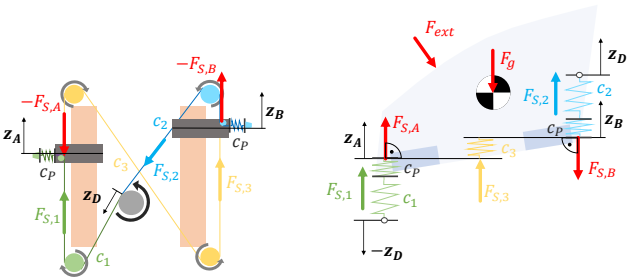


Abbildung 5.19: Seilkräfte am Zweistrangseilzugheber mit Vorspannung (links); Ersatzmodell der äußeren Kräfte und modellierten Steifigkeiten (rechts)

Es handelt sich um eine einfache kinematische Kette und keine Parallelkinematik, da die Kabelstränge keinen Druck übertragen können. Es gilt:

$$F_{S,i} = \max(F_{S,i}, 0) \tag{5.73}$$

Aufgrund dieser Eigenschaft kommt es durch Drehen der Seiltrommel zu einer einseitigen Zugbelastung der Scheibe durch den jeweils antreibenden Gleiter. Für den Hochlauf verteilt sich die Kraftübertragung vorrangig auf $F_{S,2}$, $F_{S,3}$ und während des Tieflaufs auf $F_{S,1}$ und $F_{S,3}$. Die Seilkraft $F_{S,3}$ verändert sich über den Versatz der Gleiter zueinander. Es ist anzumerken, dass es sich um ein vorgespanntes System handelt, bei dem jeder Kabelstrang eine Federkraft überträgt, die nachfolgend modelliert wird.

Seilfkräfte

Die drei Kabelelemente werden als einzelne Federelemente mit hohen Steifigkeiten betrachtet. In Serie geschaltete Vorspannelemente sorgen für eine Reduzierung des Kabelspiels von $F_{S,1}, F_{S,2}$ sowie für ein weiches Anlaufverhalten bei Lastwechseln. Der Arbeitsbereich der Vorspannfedern liegt zwischen vollständiger Be- und Entlastung bei 8-12mm und ist durch harte Anschläge limitiert. Insbesondere zur Abbildung des Motorstromanlauf- und Lastwechselverhaltens werden diese Elemente mit modelliert. Die innere Vorspannung des Systems kann durch Veränderung der Anfangsauslenkungen angepasst werden.
Die kinematischen Beziehungen zwischen Gleitern, Seiltrommel und Kabeldehnung (Zug positiv) lauten:

$$\begin{aligned}\Delta z_1 &= z_A - z_D + \Delta z_{P1}\\ \Delta z_2 &= z_D - z_B + \Delta z_{P2}\\ \Delta z_3 &= z_B - z_A + \Delta z_{P3}\end{aligned} \tag{5.74}$$

mit den montagebedingten, unbekannten Vorspannungen Δz_{Pi} des jeweiligen Kabels, die ein Initialisierungsproblem darstellen. Bei einer Abwärtsbewegung dreht die Seiltrommel in Richtung Uhrzeigersinn und übt eine Zugkraft auf Kabel-1 aus, während Kabel-2 eine Druckbelastung erfährt. Da eine Druckbelastung von Kabelelementen Kabelspiel induziert, wird das Fenster beim Anlaufen ausschließlich auf Seite A belastet. Durch die asymmetrische Zugkraftverteilung setzt sich die Scheibe unter einem Verkippen gegen den Uhrzeigersinn in Bewegung. Ein solches Verkippen der Scheibe um den Winkel φ_W ist gleichbedeutend mit einem Höhenversatz der Gleiter, welcher zu einer Zugbelastung z_3 führt. Diese Zugbelastung übt somit eine Zugkraft auf Gleiter A,B an den Ankerpunkten in Abhängigkeit des Verkippungswinkels aus. Eine Kraftübertragung auf Gleiter B findet zudem über die steife Verbindung mit der Glasscheibe statt.
Durch das Aufrollen und Abwickeln des Kabels S_1 und S_2 auf die Kabeltrommel ändern sich die Kabellängen l_1, l_2, wodurch sich die effektiven Steifigkeiten c_1, c_2 der Kabelzüge verändern:

$$\begin{aligned} c_1 &= c_0 \cdot \frac{l_{01}}{l_{01} + z_A} \\ c_2 &= c_0 \cdot \frac{l_{02}}{l_{02} - z_B} \end{aligned} \tag{5.75}$$

mit der Ausgangssteifigkeit c_0 des Stahlkabels, das die Steifigkeit pro Meter Kabellänge beschreibt und der Anfangslänge der Kabel l_{0i}. Beide Kabelstränge weisen eine identische Vorspannfeder mit Steifigkeit c_p auf, die sich in einer Serienschaltung mit den Kabelsteifigkeiten befindet. Für die Seilkräfte folgt:

$$F_{S,1} = \begin{cases} 0 & ,\Delta z_1 \leq 0 \\ \dfrac{c_p \cdot c_1}{c_p + c_1} \cdot \Delta z_1 & ,\Delta z_1 > 0 \wedge z_1 \leq z_{\max,1} \\ c_1 \cdot (\Delta z_1 - z_{p,\max}) & ,\Delta z_1 > z_{\max,1} \end{cases} \tag{5.76}$$

die erste Bedingung berücksichtigt, dass keine Seilkräfte durch Druckbelastung entstehen. In der zweiten Bedingung befindet sich die Vorspannfeder im aktiven Bereich, bevor diese in der dritten Bedingung in den Anschlag übergeht und die Seilkraft ausschließlich durch die Kabelsteifigkeit bestimmt wird. Mit Gl.(5.76) kann der Einfluss der Vorspannfedern für $F_{S,1}$ und analog für $F_{S,2}$ berücksichtigt werden. Die Übergänge bestimmen sich mithilfe von:

$$z_{\max,1} = \frac{c_1 + c_p}{c_1} \cdot z_{p,\max} \tag{5.77}$$

mit der maximalen Auslenkung der Vorspannfedern $z_{p,\max}$.

Reibungsverluste

An den Umlenkrollen entstehen Verluste $F_{RU,i}$ entsprechend des Umschlingungswinkels $\alpha_{U,i}$ und der Materialpaarung. Aufbauend auf den empirischen Betrachtungen durch Miyasaka et al.[76] folgt mit der Kabeldehnung z_j, vgl. Gl.(3.26):

$$F_{RU,i} = -(k_1 + k_3 \cdot (\alpha_{U,i} - 85)) \cdot F_{C,i} + k_2) \cdot \operatorname{sign}(\dot{z}_j) \tag{5.78}$$

Die Reibung pro Umlenkrolle i wird zur resultierenden Seilkraft des Kabels j hinzuaddiert und auf den positiven Vorzeichenbereich begrenzt, sodass eine Kraftübertragung ausschließlich in Zugrichtung stattfinden kann:

$$F_{S,i} = \max(F_{S,i} + F_{RU,i}, 0) \tag{5.79}$$

Die Reibverluste können mit dem Umlenkrollenradius r_U auch als Reibmoment $\tau_{Ri} = F_{RU,i} \cdot r_U$ ausgedrückt werden.

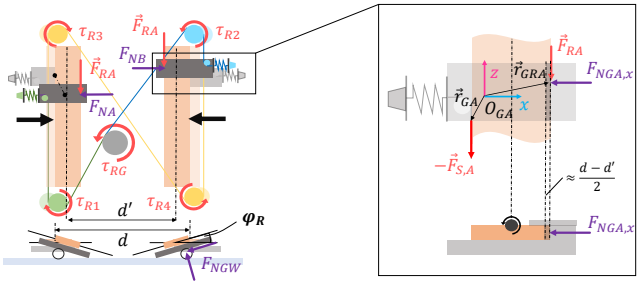


Abbildung 5.20: Reibung und Normalkräfte der Hebermechanik

Weitere Reibungsverluste F_{RA}, F_{RB} entstehen an den Gleitern, die einseitig an der Schienenaußenkante gelagert sind. Die Führungsschienen sind so auf dem Türmodul montiert, dass ein kleines, rotatorisches Spiel um die Längsachse ermöglicht wird. Dieses rotatorische Spiel wird durch einen Höhenversatz der Gleiter hervorgerufen, der eine relative Annäherung der Gleiter zueinander bewirkt. Dadurch steigt der Druck auf die Führungsschiene, wodurch sich die Gleiterreibung beidseitig erhöht. Der hervorgerufene Rotationswinkel φ_R der Gleiterschienen um ihre Längsachsen kann folgendermaßen abgeschätzt werden:

$$\varphi_R = \pm \text{acos}\left(\frac{r^a_{GRA,x} + r^a_{AB,x}\big(\cos(\varphi_W)/2 - 1\big)}{r^a_{GRA,x}} \right) \tag{5.80}$$

Darüber hinaus entstehen Reibungsverluste F_{R3} am Stahlkabel-3 durch Abgleiten des Kabels an der Türmoduloberfläche. Diese werden als weitere coulombsche Reibverluste in F_{RA}, F_{RB} berücksichtigt. Außerdem besitzt das dünnwandige Türmodul eine geringe Elastizität, die bei hohen Lastmomenten zu Verformungen führt, welche sich auf das Reibverhalten auswirken.
Die Reaktionskräfte $F_{S,A}, F_{S,B}$ werden aufgrund der steifen Verbindung zwischen Gleiter und Scheibe nicht explizit berechnet. Stattdessen wird die Dynamik aus dem Kräftegleichgewicht des zusammengesetzten Scheibe-/Gleitersystems in Abs. 5.3.7 gebildet.

5.3.4 Dichtungsreibung

Die Fensterscheibe wird durch die umliegenden Dichtungsprofile geführt, über die eine Reibkraft auf den Scheibenlauf ausgeübt wird. Zu den Dichtungsprofilen zählen die zwei seitlichen Scheibenlaufdichtungen, die Dachrahmendichtung sowie die beidseitigen Schachtdichtungen, vgl. Abb. 2.20. Die insgesamt fünf Dichtungsprofile führen die Scheibe über einzelne Dichtungslippen, die eine Normalkraft auf die Scheibe aufbringen. Da über die Dichtungen auch die Dichtigkeit und

Schallisolation gewährleistet wird, existiert ein verhältnismäßig hoher Anpressdruck. Aufgrund geometrischer und materialabhängiger Unterschiede zwischen den Profilen besitzen die Dichtungen unterschiedliche Reibeigenschaften. Die Reibeigenschaften unterliegen zudem starken temperaturabhängigen Schwankungen, die insbesondere bei Kälte zu stark erhöhten Verschiebekräften führen. Nicht zuletzt wegen der großen Wirkflächen und der Anzahl an Dichtungslippen trägt die Dichtungsreibung neben der Scheibengewichtskraft den Hauptanteil zur Scheibenverschiebekraft bei.

Coulombsche Anteile

Die coulombschen Anteile setzen sich zusammen aus der Summe der Normalkräfte $F_R = \sum_i \mu_i F_{N,i}$, die von den Dichtungen auf die Scheibe übertragen werden. Der vorliegende Normalkraftverlauf pro Dichtung kann als Streckenlast angenähert werden, die senkrecht zur Scheibennormale in y-Richtung steht. Die Streckenlasten können zu vier Normalkraftvektoren zusammengefasst werden, deren Angriffspunkte $\mathbf{r}_{Ri}^{w}$ und Amplitude F_{Ni}^{w} sich über der Scheibenposition verändern, vgl. Abb. 5.21. Die Veränderung resultiert aus der Länge des aktiven Dichtungseingriffs, wodurch ein positionsabhängiger Normalkraftverlauf der coulombschen Reibkraftanteile entsteht. Lokale Verengungen werden in den Streckenlasten vernachlässigt.

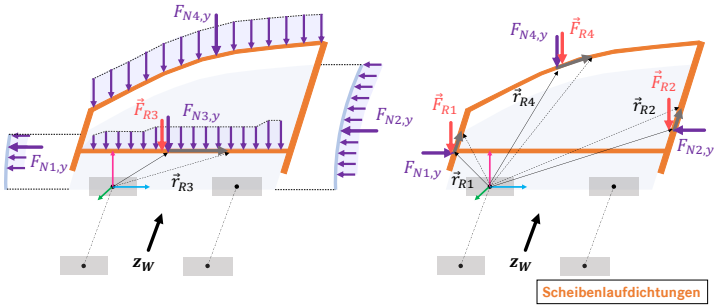


Abbildung 5.21: Reibvektoren der Scheibe/Dichtungsinteraktion und Dichtungsnormalkräfte in y-Richtung des lokalen Türsystems

Die Reibeingriffsvektoren $\mathbf{r}_{Ri}^{w}(z_W)$ werden als Mittelpunkt des Dichtungseingriffs definiert und sind abhängig von der Scheibenposition. An diesen Angriffspunkten sitzen die Reibvektoren F_{Ri} und sind so gerichtet, dass sie einer Bewegung der Scheibe entgegenwirken. Es ergeben sich insgesamt vier unabhängige Reibvektoren und Angriffspunkte der Streckenlasten. Die Schachtdichtung, bestehend aus zwei unterschiedlichen Profilen für die innen- und außenliegende Abdichtung, wird zur Dichtung-3 zusammengefasst.
Für das B-Säulen Profil besteht ein nahezu linearer Zusammenhang der angreifenden Dichtungslänge mit der Scheibenposition. Dagegen befindet sich die A-Säulen Scheibenkante aufgrund der Dichtungsüberlänge bereits zu Beginn fast in vollständigem Kontakt mit der Scheibe, vgl. Abb. 5.21. Für die Schachtdichtung berechnet sich der Dichtungseingriff anhand der Scheibenposition und der Form der Scheibenkante, welche durch ein Polynom angenähert wird. Die Dachdichtung sorgt für einen sprunghaften Anstieg der aufgebrachten Normalkräfte, sobald die Scheibe das obere

Ende des Scheibenlaufs erreicht hat. In Abb. 5.22 ist der Verlauf des Dichtungseingriffs und der coulombschen Reibkraftanteile über der Fensterposition dargestellt:

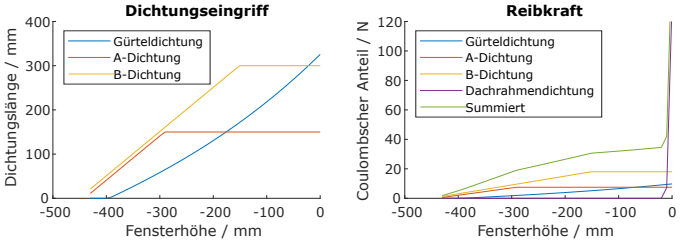


Abbildung 5.22: Länge des aktiven Scheibe-/Dichtungseingriffs und resultierende coulombsche Reibkraftanteile

Das Kantenpolynom der Scheibenoberkante kann als Polynom dritten Grades angesetzt werden. Die verwendeten Koeffizienten sind im Anhang in Tab. 8.5 aufgeführt. Die coulombschen Anteile werden durch Multiplikation der aktiven Dichtungseingriffslänge mit dem Reibkoeffizienten des Dichtungsprofils μ_{SVK} (N/mm) berechnet.

Vollständiges Reibmodell

Als Nächstes werden die coulombschen Reibkraftanteile um ein Haftreibungsmodell ergänzt. Durch das Verkippen der Fensterscheibe können unterschiedliche Relativgeschwindigkeiten je Reibkontakt $\mathbf{r}_{Ri}^{w}$ entstehen. Daher werden für die vier Profile vier individuelle Lu-Gre Reibmodelle nach Gl.(3.15) eingeführt.

$$F_{\mathrm{stribeck},i} = F_{C,i}(z_W)\left(1 + k_S \cdot e^{-|\frac{v_{R,i}}{v_0}|^{d_S}}\right) + F_{v,i}(v_{R,i}) \tag{5.81}$$

mit der positionsabhängigen Coulombkomponente $F_{C,i}(z_W)$ der viskosen Komponente $F_{v,i}$, der Relativgeschwindigkeit v_i, der Grenzgeschwindigkeit v_s und den Stribeck-Koeffizienten k_S und d_S. Zur Modellierung der Glas/Gummi-Reibpaarung wird ein großer Stribeck-Koeffizient k_S, eine kleine Grenzgeschwindigkeit v_s und geringe viskose Anteile verwendet.
Die lokalen Relativgeschwindigkeiten im Fenstersystem ergeben sich am Beispiel der B-Säule zu:

$$\boldsymbol{v}_{R,i}^{w} = \boldsymbol{R}_{0}^{w} \cdot \left(\frac{\partial\, \boldsymbol{r}_{R,i}^{0}(z_W)}{\partial z_W}\dot{\boldsymbol{z}}_W \;+\; \dot{\boldsymbol{R}}_{w}^{0} \cdot \boldsymbol{r}_{R,i}^{w}\right) \quad mit \quad \dot{\boldsymbol{R}}_{w}^{0} = \boldsymbol{S}(\dot{\varphi}_W) \cdot \boldsymbol{R}_{w}^{0} \tag{5.82}$$

mit den lokalen Vektoren $\boldsymbol{r}_{R,i}^{0}, \boldsymbol{r}_{R,i}^{w}$ der translatorischen Geschwindigkeit des A-Gleiters $\dot{z}_A$, den Rotationsmatrizen $\boldsymbol{R}_{w}^{B}$ sowie der schiefsymmetrischen Matrix $\boldsymbol{S}$. Aus der Relativgeschwindigkeit des Reibungsangriffspunkts ergibt sich der finale Reibkraftvektor zu:

$$\boldsymbol{F}_{R,i}^{w} = -|F_{\mathrm{Stribeck,i}}| \cdot \frac{\boldsymbol{v}_{R,i}^{w}}{\|\boldsymbol{v}_{R,i}^{w}\|_2} \tag{5.83}$$

Mit dieser Gleichung werden sämtliche Reibungsbeiträge der einzelnen Dichtungen für $\|\boldsymbol{v}_{R,i}^{w}\|_2 \neq 0$ berechnet. Im Fall von Haftung wird angenommen, dass F_{Stribeck} in eine beliebige Richtung wirken

kann, die ein Losbrechen der Scheibenmasse verhindert. Dazu wird mithilfe der dynamischen Gleichungen das statische Kräftegleichgewicht betrachtet. Übersteigt das Reibpotential die anliegenden Kräfte, werden die resultierenden Beschleunigungen auf Null gesetzt.

5.3.5 Kontaktmodelle

Rahmenkontakte

Am Fensterheber existieren obere und untere Blockanschläge, die den Scheibenlauf in z-Richtung begrenzen. Aufgrund der Freiheitsgrade in x-Richtung sind zudem seitliche Anschläge der Gleiter- und Rahmenführung zu berücksichtigen. Diese Anschläge werden nachfolgend durch Kontaktmodelle ergänzt. Eine Anschlagbegrenzung kann besonders einfach durch Sättigung der Integratoren erzielt werden, indem die Positionswerte limitiert und Geschwindigkeiten und Beschleunigungen im Fall der Positionsüberschreitung zu Null gesetzt werden. Dieses Vorgehen wird für die z-Anschläge eingesetzt, da es eine hohe numerische Robustheit aufweist und die Blockkräfte nicht näher betrachtet werden sollen. Im Gegensatz hierzu wird für die seitlichen Anschläge eine Berechnung der Normalkräfte verwendet, da diese zu einer zusätzlichen Reiblast führen. Die Normalkräfte werden über ein vollständiges Kontaktkraftmodell abgebildet, das die Gegenkräfte auf Basis von Feder-/Dämpfersystemen mithilfe der Komponentenüberschneidung d_i berechnet. Durch Betrachtung der Scheibengeometrie können insgesamt vier Kontaktpunkte nach Abb. 5.23 definiert werden:

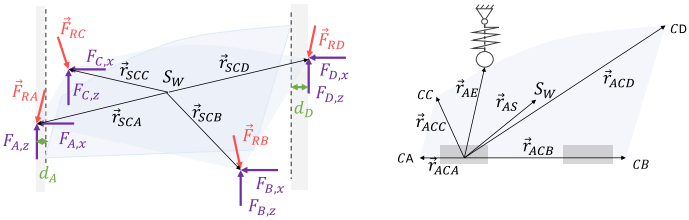


Abbildung 5.23: Vektorkonvention zu den vier Kontaktpunkten an den Eckpunkten der Scheibe (links); Einklemmobjektkontakt (rechts)

Je nach Rotationswinkel sind die Kontaktmodelle A und/oder D sowie C und/oder B aktiv. Die Kontaktkräfte $F^w_{CA} - F^w_{CD}$ berechnen sich aus:

$$F^w_{Ci,x} = c_c \cdot \underbrace{\left(|r^w_{ACi}| \cdot \cos(\varphi_{0,i} - \varphi_W) - r^w_{ACi,x}\right)^2}_{d_{i,x}} - v^w_{ACi,x} \cdot d_c \qquad \varphi_{0,i} = \operatorname{atan}\left(\frac{r^w_{ACi,y}}{r^w_{ACi,x}}\right) \tag{5.84}$$

$$F^w_{Ci,z} = \underbrace{c_c \cdot \left(r^w_{ACi,z} - |r^w_{ACi}| \cdot \sin(\varphi_{0,i} - \varphi_W)\right)^2}_{F_C} - \underbrace{v^w_{ACi,z} \cdot d_c}_{F_D}$$

mit der Steifigkeit c_c und Dämpfung d_c des Rahmens. Die Kontaktkraft wird nur beaufschlagt, wenn die Überschneidung $d_{i,x}$ größer ist als Null. Mit Gl.(5.84) wird eine Begrenzung der x-Auslenkung der Scheibe sichergestellt. Die Reibkräfte berechnen sich durch Multiplikation der Normalkraftkomponente $F^w_{Ci,x}$ mit den Reibkoeffizienten:

$$F^w_{R,z} = \mu_C F^w_{Ci,x} \operatorname{sign}(v^w_{ACi,z}) \tag{5.85}$$

Dabei wirkt die Reibung entgegen der Relativbewegung $v^w_{ACi,z}$ des Scheibenpunkts $r^w_{ACi,z}$ in z-Richtung.

Einklemmfall

Während des Einklemmfalls wird ein Einklemmobjekt zwischen Fensterkante und oberem Fensteranschlag eingeklemmt. Zur Abbildung der Einklemmkraft F_E auf die Fensterscheibe sind die Einklemmsteifigkeit c_E, die Einklemmkraftnormale n_e, ihr Kontaktpunkt P_E mit der Fensterkante sowie die imaginäre Überschneidung Δz_E zu berücksichtigen, vgl. Abb. 5.24.

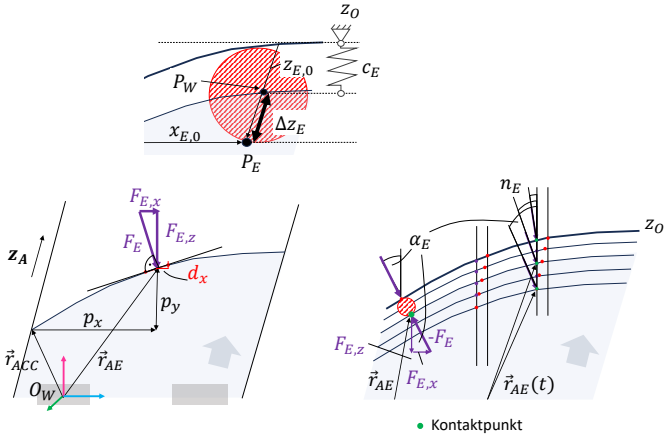


Abbildung 5.24: Einklemmfall Objektüberschneidung (oben), Normalenberechnung (links), Wandernder Kontaktpunkt (rechts)

Da die Fensterkante eine Krümmung aufweist, verändert sich die Einklemmkraftnormale in Abhängigkeit der Fensterposition. Unter Vernachlässigung von Hafteffekten zwischen Einklemmobjekt und Fensterkante wandert der Kontaktvektor $\boldsymbol{r}_{AE}$ im lokalen System der Scheibe und folgt einer senkrechten Linie im Türsystem. Dies gilt insbesondere für Messungen mit Zertifizierungsgeräten, die am Dachrahmen montiert sind. Aufgrund des sich bewegenden Kontaktpunkts ändert sich der Winkel α_E der Einklemmnormalen, wodurch sich die Lastverteilung in x,z-Richtung verändert. Diese Kontaktpunktwanderung ist für weiche Einklemmobjekte von Bedeutung, die große Verfahrwege aufweisen. Für kleine, harte Objekte kann der Einklemmfall mit konstanter Einklemmnormalen angenähert werden, bei dem die Kraftverteilung zwischen $F_{E,x}$ und $F_{E,z}$ konstant bleibt. In beiden Fällen entsteht neben der Einklemmkraft in z-Richtung eine Kraft in x-Richtung, die ein zusätzliches Kippmoment hervorruft. Kräfte in y-Richtung werden nicht betrachtet.
Zur Definition des Einklemmobjekts wird vereinfacht von einem im Türsystem stationären Einklemmkörper ausgegangen, der eine Punktlast auf der Scheibenkante erzeugt. Dieser definiert sich über eine Einklemmposition $P_E(x_{E,0}, z_{E,0})$ und eine Einklemmsteifigkeit c_E. Sobald die Fensterposition die Einklemmposition $z_{E,0}$ überschreitet, entsteht eine Reaktionskraft, die sich aus der Überschneidung Δz_E beider Körper berechnet:

$$F_E = -c_E \cdot \Delta z_E \qquad \Delta z_E = \max(z_E - z_{E,0}, 0) \tag{5.86}$$

$$z_E = z_A \cdot \left(1 - \frac{x_{E,0}}{d_w}\right) + z_B \cdot \left(\frac{x_{E,0}}{d_w}\right) \tag{5.87}$$

aufgrund der nahezu eindimensionalen Bewegung mit kleinen Verkippungswinkeln wird die Überschneidung vereinfacht durch ein Hebelgesetz zur Scheibenbreite d_w ausgedrückt. Dies erlaubt eine Näherungslösung ohne explizite Berechnung des zweidimensionalen Punkt-zu-Polynomabstands.
Die Richtung des Einklemmkraftvektors folgt aus den Reaktionskräften des beidseitigen Einklemmens. Als Vereinfachung wird die Oberflächennormale der Fensterkante berechnet, die eine gute Näherung der Einklemmnormalen für beide Seiten des Einklemmobjekts darstellt. Zur Bestimmung der Einklemmkraftnormalen n_E und des Normalenwinkels α_E werden zwei Punkte auf dem Kantenpolynom mit Abstand d_x zur Einklemmposition gewählt. Anschließend wird der Winkel aus dem negativen Kehrwert der Polynomsteigung in berechnet:

$$\alpha_E = \operatorname{atan}\left(-\frac{2d_x}{P(x_{E,0} + d_x) - P(x_{E,0} - d_x)}\right) + \frac{\pi}{2} \tag{5.88}$$

mit dem Kantenpolyom $P(x)$, das im Anhang A in Gl.(8.17) aufgeführt ist. Die Kraftkomponenten berechnen sich durch Projektion:

$$F^w_{E,x} = F_E \sin(\alpha_E) \tag{5.89}$$

$$F^w_{E,z} = F_E \cos(\alpha_E) \tag{5.90}$$

diese greifen im Kontaktpunkt r^w_{AE} an, der vereinfacht mit konstanter x-Koordinate definiert wird:

$$r^w_{AE,x} = r^w_{\mathrm{ACC},x} + x_{E,0} \tag{5.91}$$

$$r^w_{AE,z} = r^w_{\mathrm{ACC},z} + P(x_{E,0}) \tag{5.92}$$

diese Vereinfachung führt auf eine vordefinierte Einklemmposition mit einer konstanten Einklemmnormalen. Die in Reihe geschaltete Steifigkeit der Gegenseite, welche insbesondere aus der Dachrahmensteifigkeit besteht, kann durch eine Reduktion der Einklemmsteifigkeit c_E abgebildet werden.

5.3.6 Kinematik des Gesamtsystems

Als Nächstes wird die Kinematik unter Berücksichtigung der sechs Fahrzeugfreiheitsgrade aufgestellt, um eine Betrachtung von äußeren Beschleunigungen während der Fahrt zu ermöglichen. Zunächst werden eine Reihe von körperfesten Koordinatensystemen eingeführt, die eine Herleitung der kinematischen Beziehungen erleichtern.
Es wird ein globales Basissystem O_0 definiert, das außerhalb des Fahrzeugs liegt und dessen z-Achse an der Gravitationsrichtung ausgerichtet ist. Als Ausgangssystem des Fahrzeugs wird das standardgemäß im Motorraum liegende Fahrzeugsystem O_b gewählt. Zur Beschreibung der Türrotation wird ein fahrzeugfestes Koordinatensystem in die Türscharnierachse O_s gelegt. Gefolgt von dem ebenfalls in der Scharnierachse liegenden türfesten Körpersystem O_d, das um den Türöffnungwinkel φ_d eingedreht ist, vgl. Abb. 5.25.

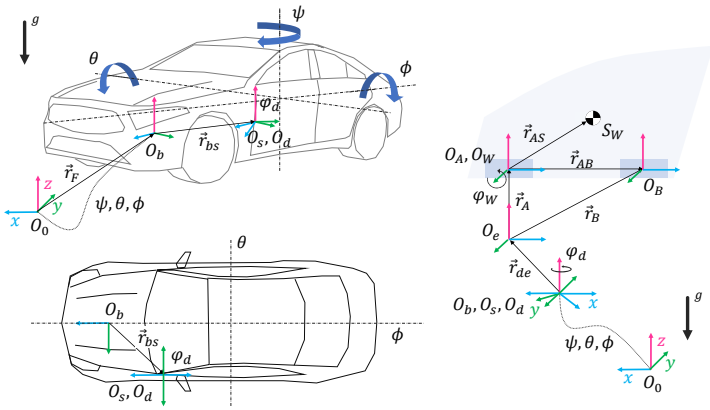


Abbildung 5.25: Definition der lokalen Koordinatensysteme unter Berücksichtigung der sechs Fahrzeugfreiheitsgrade

Es werden die lokalen Verdrehungen der Roll-/Nick-/Gier-Winkel Φ_b, Ψ_b, Θ_b sowie die translatorischen Freiheitsgrade des Fahrzeugs ergänzt, die den Versatz zwischen dem globalen Basissystem 0 und dem Inertialsystem des Fahrzeugs abbilden. Die kinematischen Beziehungen werden aus einer Vorwärtsrekursion der kinematischen Kette von der Umgebungsbasis O_0 bis zum Fenstersystem O_w gebildet. Die Rotationsmatrix $\boldsymbol{R}_0^b$ beschreibt eine Rotation von O_0 nach O_b. Für die lokalen Winkelgeschwindigkeiten und Winkelbeschleunigungen der einzelnen KS folgt:

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{\omega}_b^b &= [\dot{\Psi}_b,\ \dot{\Theta}_b,\ \dot{\Phi}_b]^T \\
\dot{\boldsymbol{\omega}}_b^b &= [\ddot{\Psi}_b,\ \ddot{\Theta}_b,\ \ddot{\Phi}_b]^T \\
\boldsymbol{\omega}_d^d &= \boldsymbol{R}_s^d\, \boldsymbol{R}_b^s\, \boldsymbol{\omega}_b^b \ +\ \dot{\varphi}_d \boldsymbol{e}_z \\
\dot{\boldsymbol{\omega}}_d^d &= \boldsymbol{R}_s^d\, \boldsymbol{R}_b^s\, \dot{\boldsymbol{\omega}}_b^b + \ddot{\varphi}_d \boldsymbol{e}_z - (\dot{\varphi}_d \boldsymbol{e}_z) \times\ \boldsymbol{\omega}_d^d \\
\boldsymbol{\omega}_w^w &= \boldsymbol{R}_a^w\, \boldsymbol{R}_e^a\, \boldsymbol{R}_d^e\, \boldsymbol{\omega}_d^d \ +\ \dot{\varphi}_w \boldsymbol{e}_y \\
\dot{\boldsymbol{\omega}}_w^w &= \boldsymbol{R}_a^w\, \boldsymbol{R}_e^a\, \boldsymbol{R}_d^e\, \dot{\boldsymbol{\omega}}_d^d \ +\ddot{\varphi}_w \boldsymbol{e}_y \ -\ (\dot{\varphi}_w \boldsymbol{e}_y) \times \boldsymbol{\omega}_w^w
\end{aligned}
\tag{5.93}
$$

die Auflistung umfasst die KS, die zusätzliche rotatorische Freiheitsgrade besitzen. Dazu zählt die Rotationsgeschwindigkeit/-beschleunigung der Tür $\dot{\varphi}_d$, $\ddot{\varphi}_d$ und der Fensterscheibe $\dot{\varphi}_w$, $\ddot{\varphi}_w$. Für die übrigen KS lassen sich die Winkelgeschwindigkeiten/-beschleunigungen durch Einrotieren aus dem Vorgängersystem beschreiben. Die Linearbeschleunigungen ergeben sich zu:

$$
\begin{aligned}
\boldsymbol{a}_b^b &= \boldsymbol{R}_0^b\, \boldsymbol{e}_z\, g + [\ddot{x}_b,\ \ddot{y}_b,\ \ddot{z}_b]^T \\
\boldsymbol{a}_s^s &= \boldsymbol{R}_b^s\, (\dot{\boldsymbol{a}}_b^b + \dot{\boldsymbol{\omega}}_b^b \times \boldsymbol{r}_{bs}^b + \boldsymbol{\omega}_b^b \times (\boldsymbol{\omega}_b^b \times \boldsymbol{r}_{bs}^b)) \\
\boldsymbol{a}_e^e &= \boldsymbol{R}_d^e\, (\boldsymbol{R}_s^d\, \boldsymbol{a}_s^s + \dot{\boldsymbol{\omega}}_d^d \times \boldsymbol{r}_{de}^d + \boldsymbol{\omega}_d^d \times (\boldsymbol{\omega}_d^d \times \boldsymbol{r}_{de}^d)) \\
\boldsymbol{a}_a^a &= \boldsymbol{R}_e^a\, \boldsymbol{a}_e^e \\
\boldsymbol{a}_{ws}^w &= \boldsymbol{R}_a^w\, \boldsymbol{a}_a^a + \dot{\boldsymbol{\omega}}_w^w \times \boldsymbol{r}_{AS}^w + \boldsymbol{\omega}_w^w \times (\boldsymbol{\omega}_w^w \times \boldsymbol{r}_{AS}^w)
\end{aligned}
$$

Koordinatensysteme, die einen translatorischen Versatz $\boldsymbol{r}$ zum Vorgängersystem aufweisen, können zusätzliche Zentrifugal-, Zentripetal- und Coriolisanteile aufgrund von Rotationsbewegungen enthalten. Bei Koordinatensystemen ohne Versatz bilden sich die lokalen Beschleunigungen durch Einrotieren aus dem Vorgängersystem. Dadurch wird die Richtung der Gravitation über den Gravitationsvektor $\boldsymbol{a}_b^b$ im Basissystem berücksichtigt. Die lineare Bewegung des Gleitersystems relativ zum Türmodul wird mit $\ddot{z}_A$ in ${}^a\boldsymbol{a}_a$ abgebildet. Die Verdrehung des Gleiters und der daran fest montierten Scheibe um φ_w ist im lokalen Fenstersystem O_w enthalten.Die Rotationsmatrizen sind im Anhang in Abs. (8.2.2) aufgeführt.

5.3.7 Newton-Euler Verfahren

Die Bewegungsgleichungen des Systems werden mithilfe des Newton-Euler Verfahrens aufgestellt. Bei diesem wird das Kräftegleichgewicht an den freigeschnittenen Körpern betrachtet. Mit den getroffenen Vereinfachungen stellt die Scheibe den einzigen bewegten Körper des Systems dar, vgl. Abb. 5.19. Zu den Freiheitsgraden des Systems zählt die Scheibentranslation z_W in z, die Scheibenrotation φ_W um y sowie die Trommeltranslation z_D, welche die Schnittstelle zum Motormodell aus Gl.(5.2) bildet.
Beim Gesamtsystem wird zusätzlich die Fahrzeugbewegung mit seinen sechs Freiheitsgraden und die Türrotation φ_D abgebildet, welche zusätzliche Beschleunigungsanteile in der Schwerpunktsbeschleunigung der Scheibe $\boldsymbol{a}_{ws}^w$ hervorrufen. Aus der Anwendung des Impuls- und Drallsatzes auf die freigeschnittene Fensterscheibe folgt:

$$m_w \boldsymbol{a}_{ws}^w = \sum_i \boldsymbol{F}_i^w \tag{5.94}$$

$$\theta_w^s \dot{\boldsymbol{\omega}}_w^w = \sum_i \boldsymbol{\tau}_i^w - \boldsymbol{\omega}_w^w \times (\theta_w^s \boldsymbol{\omega}_w^w) \tag{5.95}$$

$$\tag{5.96}$$

mit den Schwerpunktsbeschleunigungen $\boldsymbol{a}_{ws}^w, \dot{\boldsymbol{\omega}}_w^w$, der Summe aller angreifenden Kräfte F_i^w sowie der Summe aller äußeren Momente $\tau_i = r_i \times F_i$. Die Reaktionsgrößen setzen sich zusammen aus den Reib- und Kontaktkräften F_{Ri}, F_{Ci} sowie der Einklemmkraft F_E, die entlang des Scheibenrandes wirkt. Zu den antreibenden Kräften zählen die Seilkräfte $F_{S1}, F_{S2}, F_{S3A}, F_{S3B}$ der Hebermechanik. Die Seilkräfte der masselosen Hebermechanik werden nach Gl.(5.76) explizit berechnet. Eine Übersicht aller angreifenden Kräfte und Momente ist im Anhang in Abb. 8.20 dargestellt. Die Bewegungsgleichungen können durch Projektion der lokalen Kräftegleichgewichte auf die Bewegungsachsen und Auflösen nach den gesuchten Beschleunigungen $\ddot{z}_w, \ddot{\varphi}_w$ gefunden werden. Da es sich um eine kinematische Kette handelt, ist die Projektion des letzten Gliedes zur Auswertung der Scheibenbewegung ausreichend. Es ergibt sich ein Gleichungssystem mit folgendem Aufbau:

$$\boldsymbol{M}\ddot{\boldsymbol{q}} + \boldsymbol{T}_R(\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}}) = \boldsymbol{T}_A(\boldsymbol{q}, z_D) \qquad \boldsymbol{M} = \begin{bmatrix} m_w & 0 \\ 0 & \theta_r \end{bmatrix} \tag{5.97}$$

mit dem Vektor der generalisierten Koordinaten $\boldsymbol{q} = [z_w,\ \varphi_W]^T$, der positiv definiten Massenmatrix $\boldsymbol{M}$, dem Vektor der Antriebskräfte/-momente $\boldsymbol{T}_A$ sowie dem Vektor der Reaktions- und Reibkräfte $\boldsymbol{T}_R$, welcher im Anhang in Gl.(8.19) dargestellt ist. Durch Umstellen folgt für die Beschleunigungen:

$$\ddot{\boldsymbol{q}} = \boldsymbol{M}^{-1} \cdot \underbrace{(\boldsymbol{T}_A - \boldsymbol{T}_R)}_{\boldsymbol{T}_{\text{sum}}} \tag{5.98}$$

ausgehend von beliebigen Anfangswerten zu $\boldsymbol{q}, \dot{\boldsymbol{q}}, \ddot{\boldsymbol{q}}$ kann die direkte Dynamik des FH-Systems durch numerische Integration von Gl.(5.98) bestimmt werden. Aus der Kontaktkinematik werden numerische Grenzen für $\boldsymbol{q}$ definiert, die bei der Integration zu berücksichtigen sind. Die Scheibenposition wird durch das Intervall $z_W \in [z_o,\ z_u]$ und der Scheibenwinkel durch $\varphi_W \in [\varphi_l,\ \varphi_r]$ begrenzt. Zusätzlich wirken die Kontaktkräfte $\boldsymbol{F}_C$, die zusätzliche Reibung hervorrufen. Der Aufbau von $\boldsymbol{T}_{\text{sum}}$ aus den Antriebskräften/-momenten $\boldsymbol{T}_A$ und den Kontakt-/Reibkräften $\boldsymbol{T}_R$ ist im Anhang in Abs. 8.2.2 dargestellt.
Eine Validierung des zweidimensionalen FH-Modells mit Hinblick auf die Simulationsgüte von Einklemmfällen entlang der x-Achse wird im Anhang in Abs. 8.1.2 aufgezeigt.

5.4 Lernfähiger Beobachter

Mit dem Ansatz eines lernfähigen Beobachters soll sowohl eine Reibungsidentifikation als auch eine Zustandsbeobachtung ermöglicht werden, vgl. Tab. 4.8, Tab. 4.9. Nachfolgend wird ein Beobachterentwurf zu einem lernfähigen Beobachter nach Abs. 3.5.2 unter dem Einsatz des UKF nach Abs. 3.4.3 durchgeführt. Eine Erweiterung zum kraftbasierten EKS erfolgt in Abs. 5.5.

5.4.1 UKF-Beobachter mit intelligenter Reibungsidentifikation

Zur Kombination beider Verfahren werden die Reibanteile des Lastprofils als unbekannte, statische Nichtlinearität betrachtet, vgl. Abb. 3.14. Die statische Nichtlinearität verfügt über einen mehrdimensionalen Eingangsbereich und soll durch eine statische Funktionsapproximation angenähert werden.

Konzept

Der Einsatz von GRNNs erscheint, aufgrund der Interpretierbarkeit, des Interpolationsverhaltens und des einfachen Aufbaus als besonders geeignet, vgl. Abb. 3.11. Da der Schätzfehler nicht direkt gemessen werden kann, wird dieser aus dem Beobachtungsfehler des UKF abgeleitet, vgl. Abb. 5.26. Dies setzt voraus, dass die nicht zu identifizierenden Streckenanteile vollständig in dem Prozessmodell vorliegen. Des Weiteren ist es notwendig, dass die Beobachtbarkeit des Reibungsfehlers, anhand der vorliegenden Messgrößen, gewährleistet ist. Im Falle des Fensterhebers ist die Beobachtbarkeit durch die Messung des Motorstroms sichergestellt, in welchem sich die Lastprofiländerungen widerspiegeln.

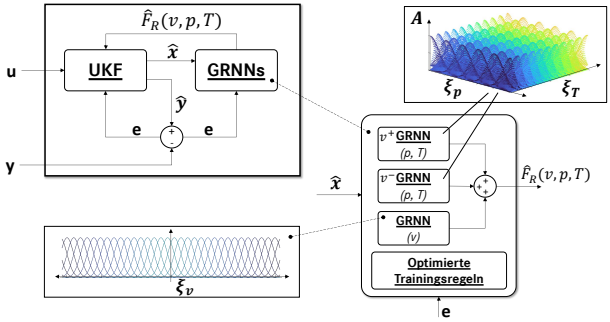


Abbildung 5.26: Aufbau des intelligenten UKF-Beobachters mit Reibungsidentifikation und geteiltem Beobachterfehler

Die Eingangsdimensionen der GRNNs bestehen aus den positions-, geschwindigkeits- und temperaturabhängigen Reibanteilen. Der Hochlauf und Tieflauf wird für die Hauptreibungsabhängigkeiten aus Scheibenposition und Umgebungstemperatur T_E in zwei zweidimensionalen Netzen betrachtet. Da die Geschwindigkeitsanteile v deutlich kleiner ausfallen, werden diese zu einem unabhängigen GRNN mit eindimensionalem Eingang isoliert. Das Netz soll zum Ausgleich von viskosen Anteilen dienen, die vorzeichenabhängig in Hochlauf und Tieflauf unterschieden werden. Zu den Vorteilen eines isolierten Geschwindigkeitsnetzes zählt die Reduktion des Anregungsaufwands. Die Gesamtreibung resultiert aus der Superposition der einzelnen Netzausgänge.

Prozessmodellierung

Als Anforderung an das Prozessmodell ist eine gute Identifizierbarkeit der Parameterwerte und ein möglichst einfacher Aufbau zu nennen, um die Echtzeitfähigkeit zu gewährleisten. Zu den modellierten Nichtlinearitäten zählen die Getriebeselbsthemmung, die Blockanschläge, die innere Systemsteifigkeit und Vorspannung sowie die Motorerwärmung. Das zeitdiskrete Modell setzt sich aus den Erkenntnissen und Teilmodellen der vorangegangenen Kapitel zusammen und besitzt folgenden Aufbau:

$$\mathbf{G}(\hat{\mathbf{x}}(k), \mathbf{u}(k) = \begin{bmatrix} \dot{z}_W(k) \\ -\frac{1}{m_W} \cdot \Big(c(\Delta z(k)) \cdot \Delta z(k) + d(\Delta z(k) \cdot \dot{z}_d(k) \Big) + a_W^z(k) \\ \dot{\varphi}_M(k) \\ \frac{k_M I_M(k) - f_v \dot{\varphi}_M(k) - \tau_L \cdot \frac{r_1}{r_2} \cdot \tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\dot{\varphi_M}(k)\big) \cdot \rho\Big)}{\theta_M + \theta_G \cdot \Big(\frac{r_1}{r_2}\Big)^2 \cdot \tan(\gamma) \cdot \tan\Big(\gamma + \text{sign}\big(\dot{\varphi_M}(k)\big) \cdot \rho\Big)} \\ \frac{1}{L} \cdot \Big(-R(T_R) \cdot I_M(k) - k_w \cdot \dot{\varphi}_M(k) - U_V(k) + U_{in}(k) \Big) \end{bmatrix} \tag{5.99}$$

die nichtlineare Funktion $\mathbf{G}$ ist von den Systemzuständen $\hat{\mathbf{x}}(k) = [z_w,\ \dot{z}_w,\ \varphi_M,\ \dot{\varphi}_M,\ I_M]^T$ zum Zeitpunkt k sowie der Eingangsspannung $U_{in}(k)$ und der äußeren Beschleunigung $a_W^z(k)$ abhängig. Mit:

$$\begin{aligned} n_r &= r_D / n_G \\ \Delta z(k) &= z_W(k) - \varphi_M(k) \cdot n_r \\ \dot{z}_d(k) &= \dot{z}_W(k) - \dot{\varphi}_M(k) \cdot n_r \\ \tau_L &= (c(\Delta z) \cdot \Delta z + d(\Delta z) \cdot \dot{z}_d) \cdot r_D \\ U_V(k) &= k_e \cdot \dot{\varphi_M}^2(k) \cdot I_M(k) - k_h \cdot \dot{\varphi_M}(k) \cdot I_M(k) \end{aligned} \tag{5.100}$$

Das Modell in Gl.(5.99) und Gl.(5.100) beschreibt den linearen Motor mit nichtlinearen Verlusten und selbsthemmenden Getriebe nach Abs. 3.6.4. Viskose Reibverluste des Motors werden über f_v berücksichtigt. Ebenso wird die innere Steifigkeit $c(\Delta z)$ sowie der Steifigkeitsübergang und Dämpfung $d(\Delta z)$ der anschlagbegrenzten Vorspannung modelliert. Dadurch soll gewährleistet werden, dass Anlaufoszillationen und Umkehrspiel enthalten sind. Auf die Fensterscheibe wirkt die Beschleunigung a_w in z-Richtung, die im stehenden Betrieb der Gravitation entspricht. Außerdem wird die Erhitzung des Motors über den temperaturabhängigen Widerstand $R(T_R)$ und das Temperaturmodell aus Gl.(5.3) berücksichtigt. Zur Integration wird das explizite Euler-Verfahren mit der Samplerate T_S eingesetzt:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}(k+1) =& \hat{\mathbf{x}}(k) + T_S \cdot \Big(\mathbf{G}\Big(\hat{\mathbf{x}}(k), \mathbf{u}(k)\Big) + \mathbf{k}_F \cdot \hat{F}_R\Big(z_W(k), \dot{z}_W(k)\Big) \Big) + \mathbf{G}_d \cdot \mathbf{q}(k) \\ \hat{\mathbf{y}}(k+1) =& \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{r}(k) \qquad \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{5.101}$$

ausgehend von einem initialisierten Zustandsvektor $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$ bestehend aus der Scheiben-, Motorbewegung und dem Motorstrom sowie dem Vektor der Eingangsgrößen $\mathbf{u} = [U_{in},\ a_W^z]^T$ und dem

Systemrauschen $\mathbf{q}$, das über die Matrix $\mathbf{G}_d$ eingekoppelt wird.
Der Ausgang der GRNNs entspricht $\hat{F}_R\big(z_W(k),\ \dot{z}_W(k)\big)$ und wird über den Einkopplungsvektor $\mathbf{k}_F = [0,\ -1/m_W,\ 0,\ 0,\ 0]^T$ auf die Scheibenbeschleunigung rückgekoppelt. Die Messwerte $\hat{\boldsymbol{y}}(k)$ setzen sich zusammen aus dem Motorwinkel $\varphi_M(k)$ und dem Motorstrom $I_M(k)$ und werden von den Messrauschen $\boldsymbol{r}(k)$ beeinflusst. Zu den nichtmodellierten Effekten, die einen wesentlichen Einfluss auf das Stromprofil des Fensterlaufs haben, zählt die Kommutation des Motors. Diese wird vernachlässigt, um zu verhindern, dass ein kleiner Beobachtungsfehler des Motorwinkels zu einer starken Überhöhung des Stromfehlers führt, der sich aufgrund fehlender Synchronisierung und gegenüberliegender Rippleschеitelpunkte ausbilden könnte.
Die Modellierung des Prozess- und Messrauschens ist im Anhang in Abs. 8.2.2 beschrieben.

5.4.2 Reibungsidentifikation

Das Integrationsmodell aus Gl.(5.101) kann vereinfacht durch zwei nichtlineare Funktionen ausgedrückt werden:

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}_d\big(T_S, \mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \hat{F}_R(k)\big) + \mathbf{G}_d \cdot \mathbf{q}(k) \tag{5.102}$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}_d\big(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)\big) + \mathbf{r}(k) \tag{5.103}$$

$$\mathbf{e}(k) = \hat{\boldsymbol{y}}_(k) - \mathbf{y}(k) \tag{5.104}$$

Mit der diskreten Prozessfunktion $\boldsymbol{f}_d$, der Messfunktion $\boldsymbol{h}_d$ und dem Beobachtungsfehler $\boldsymbol{e}(k)$. Aus dem Basiskonzept in Abb. 5.26 folgt eine separate Identifikation der Reibanteile für den Hochlauf (v^+) und Tieflauf (v^-) sowie eine Trennung der Eingangsdimensionen:

$$\hat{F}_R = \begin{cases} F^{(v^+)}_{\mathrm{GRNN},c}(\hat{z}_W, T_E) + F_{\mathrm{GRNN},v}(\dot{\hat{z}}_W) & \dot{\hat{z}}_W > 0 \\ F^{(v^-)}_{\mathrm{GRNN},c}(\hat{z}_W, T_E) + F_{\mathrm{GRNN},v}(\dot{\hat{z}}_W) & \dot{\hat{z}}_W < 0 \end{cases} \tag{5.105}$$

Weiterhin erfolgt eine Aufteilung in positions- und temperaturabhängigen Coulombanteile $F_{\mathrm{GRNN},c}$ und die geschwindigkeitsabhängigen viskosen Anteile $F_{\mathrm{GRNN},v}$. Die Coulombanteile resultieren aus dem Anpressdruck der Scheibenlaufdichtungen, deren effektive Länge über der Fensterposition z_W variiert. Außerdem ist eine hohe Temperaturabhängigkeit des Reibverlaufs zu erwarten. Deshalb werden für diese Netze zweidimensionale Basisfunktionen eingesetzt, die bei ausreichender Anregung eine vollständige Identifikation dieser Abhängigkeiten ermöglichen könnten:

$$A_{i,j}(z_W(k), T_E(k)) = e^{-\left(\frac{(z_W(k)-\xi_{z,i})^2}{2\sigma_z^2} + \frac{(T_E(k)-\xi_{T,j})^2}{2\sigma_T^2}\right)} \tag{5.106}$$

Die radialen Basisfunktionen $A_{i,j}$ werden mit gleichmäßiger Verteilung $|\xi_i - \xi_{i+1}| = \text{const.}$ über den Eingangsdimensionen definiert. Da die Eingangsdimensionen unterschiedliche Wertebereiche besitzen, werden die Glockenformen über zwei unabhängige Sigmawerte (σ_z, σ_T) asymmetrisch skaliert.
Der Netzausgang bestimmt sich aus:

$$F_{\mathrm{GRNN},c} = \sum_{i=1}^{n_p}\sum_{j=1}^{n_T} \Theta_{i,j} \cdot \mathcal{A}_{i,j}(z_W(k), T_E(k)) \tag{5.107}$$

mit der Matrix der neuronalen Gewichte $\boldsymbol{\Theta}$, welche $[n_p \times n_T]$-Einträge aufweist und der normierten Aktivierungsmatrix $\mathcal{A}$, deren Einträge sich folgendermaßen berechnen:

$$\mathcal{A}_{i,j}(z_W(k), T_E(k)) = \frac{A_{i,j}(z_W(k), T_E(k))}{\sum_{i=1}^{n_P} \sum_{j=1}^{n_T} A_{i,j}(z_W(k), T_E(k))} \tag{5.108}$$

Zur Verbesserung der Konvergenz werden zusätzliche Lernregeln eingeführt, die nachfolgend beschrieben werden.

Lernregeln

Die Anpassung der neuronalen Gewichte Θ_i soll über einen Gradientenabstieg erfolgen, dessen Aufbau im Allgemeinen folgende Form besitzt:

$$\Theta(k+1) = \Theta(k) - \eta \cdot e(k) \cdot \frac{\partial y_{\mathrm{GRNN}}}{\partial \Theta}, \quad \underset{\min}{E} = \frac{1}{2} e^2(\Theta)$$

Mit den Gewichten $\Theta(k)$ im Zeitschritt k, der Lernrate η, dem Approximationsfehler $e(k)$, dem Netzausgang y_{GRNN}, der Minimierungsaufgabe E und der Adaptionsregel $\frac{\partial y_{\mathrm{GRNN}}}{\partial \Theta}$.
Für das vorliegende Prozessmodell aus Gl.(5.101) ist zu beachten, dass der Fehler der Reibungsschätzung nicht direkt gemessen werden kann. Stattdessen soll der Beobachterfehler verwendet werden, der folgenden Aufbau besitzt:

$$e(k) = \begin{bmatrix} \hat{\varphi}_M(k) - \varphi_M(k) \\ \hat{I}_M(k) - I_M(k) \end{bmatrix} \tag{5.109}$$

Um die Adaptionsregel zu finden, ist der Beobachterfehler nach den Gewichten abzuleiten. Dieser liefert für die zwei Messgrößen (φ_M, I_M) Null, da die Messgrößen nicht von dem Beobachterbmodell beeinflusst werden. Das bedeutet, dass die Adaptionsregel aus der Ableitung der beobachteten Zustände $(\hat{\varphi}_M, \hat{I}_M)$ nach den Gewichten zu bestimmen ist. Die Ableitungen sind abhängig von der Sichtbarkeit des Netzwerkausgangs im beobachteten Zustand. Phasen, in denen keine Sichtbarkeit existiert, resultieren in einer temporären Sensitivität von Null und führen auf einen korrekten, adaptionsfreien Verlauf. Um eine Näherungslösung zu finden, ist die Rückwirkung des GRNN-Ausgangs auf die Ausgänge des Beobachters zu betrachten. Der Beobachterausgang des Motorstroms wird bestimmt aus dem Kräftegleichgewicht am Rotor, vgl. Gl.(5.101). Die Reibung F_R aus Gl.(5.105) kann hierzu als zusätzliches Lastmoment τ_R angesehen werden. Unter der Annahme eines linearen Motors mit Getriebe und unter Vernachlässigung der inneren Steifigkeit bzw. unter der Annahme eines vorgespannten Systems folgt für das äquivalente Moment am Rotor:

$$\tau_R = \frac{r_D \eta_G}{n_G} \cdot \mathcal{A}^T \boldsymbol{\Theta} \tag{5.110}$$

welches die anliegende Kraft über die Seiltrommel und das Getriebe mit einem Wirkungsgrad von η_G an den Rotor überführt. Durch Betrachten des Momentengleichgewichts am Rotor und Ableiten nach den Gewichten folgt:

$$\frac{\partial I}{\partial \boldsymbol{\Theta}} = \underbrace{\frac{r_D \cdot \eta_G}{n_G \cdot k_M}}_{c_\eta} \cdot \mathcal{A}^T \approx \frac{\partial \hat{y}}{\partial \boldsymbol{\Theta}} \tag{5.111}$$

die Adaptionsregel besteht aus einem konstanten Teil c_η und den dynamischen Werten der momentanen Aktivierung $\boldsymbol{A}$. Dies entspricht der Adaptionsregel, die zum aktiven Training für den Großteil des Fensterlaufs verwendet wird. Diese Näherung bietet insbesondere den Vorteil eines optimierten Wertebereichs, der ansonsten über eine empirische Lernrateneinstellung zu ermitteln wäre.
Der Beobachterfehler des Motorwinkels wird vernachlässigt, da dieser höhere Messfehler aufweisen

kann und sich die Lastprofiländerungen bereits vollständig im Stromverlauf widerspiegeln sollten. Somit baut das Training ausschließlich auf dem Beobachterfehler des Motorstroms auf.
Nachfolgend werden weitere Regeln eingeführt, die eine Anpassung des Lernvorgangs an das nichtlineare Systemverhalten darstellen.

Anpassungen des Lernverfahrens zu statischen Reibanteilen

Als erste Regel wird eingeführt, dass das Training der coulombischen Anteile für die unbewegte Fensterscheibe über eine Anpassung der Lernrate abgeschaltet wird:

$$\eta_c = \begin{cases} \eta_c & \dot{\hat{z}}_W \neq 0 \\ 0 & v = 0 \end{cases}$$

dadurch wird sichergestellt, dass keine Anteile der reinen Motorbewegung gelernt werden. Als Nächstes wird ein Haftreibungsmodell in das Prozessmodell eingeführt. Der Übergang von der Haftreibungsphase hin zur Gleitreibung wird folgendermaßen berücksichtigt:

$$F_{\mathrm{GRNN},c} = \begin{cases} \hat{F}_A & \dot{\hat{z}}_W = 0 \quad \& \quad |\hat{F}_A| \leq F_{BA} \\ F_{BA} \cdot \mathrm{sign}(F_A) & \dot{\hat{z}}_W = 0 \quad \& \quad |\hat{F}_A| > F_{BA} \\ F_{\mathrm{GRNN},c}^{(v^+)} & \dot{\hat{z}}_W > 0 \\ F_{\mathrm{GRNN},c}^{(v^-)} & \dot{\hat{z}}_W < 0 \end{cases} \tag{5.112}$$

wenn die an die Fensterscheibe angreifende Antriebskraft F_A betragsmäßig kleiner ist als der Break-Away $|F_{BA}|$, so wird die Reibung auf denselben Betrag gesetzt, um eine Scheibenbeschleunigung zu verhindern. Die Antriebskraft kann durch Nullsetzen der Scheibenbeschleunigung aus der inversen Dynamik der zweiten Zeile in Gl.(5.99) ermittelt werden:

$$F_A(k) = -\Big(c(\Delta z(k)) \cdot \Delta z(k) + d(\Delta z(k)) \cdot \dot{z}_d(k)\Big) + m_W \cdot a_W^{\dot{z}}(k) \tag{5.113}$$

um ein Stottern des Anlaufs zu verhindern, sollte der Break-Away größer gewählt werden als die identifizierte Reibung der GRNNs $|F_{BA}| > |F_{\mathrm{GRNN},c}|$. Zur Abschätzung des Break-Away-Punkts wird das ungefähre Verhältnis aus Haft- und Gleitreibungskoeffizienten (μ_H, μ_G) verwendet, das im Vorfeld zu bestimmen ist:

$$F_{BA}(k) = \begin{cases} \frac{\mu_H}{\mu_G} \cdot |F_{\mathrm{GRNN},c}^{(v^+)}(z_W, T_E, k)| & F_A(k) \geq 0 \\ \frac{\mu_H}{\mu_G} \cdot |F_{\mathrm{GRNN},c}^{(v^-)}(z_W, T_E, k)| & F_A(k) < 0 \end{cases} \tag{5.114}$$

Da die Abschätzung kontinuierlich und auf Basis der positionsabhängigen Anteile beruht, ist sichergestellt, dass die Haftreibung mit zunehmendem Dichtungseingriff über der Scheibenposition wächst.

Anpassungen des Lernverfahrens zu viskosen Anteilen

Das Lernen der viskosen Anteile soll ausschließlich während des bewegten Zustandes erfolgen:

$$\eta_v = \begin{cases} \eta_v & \dot{\hat{z}}_W \neq 0 \\ 0 & \dot{\hat{z}}_W = 0 \end{cases}$$

eine Besonderheit dieses Netzes ist der Nulldurchgang, da sich die Basisfunktionen auf positive und negative Geschwindigkeiten aufteilen. Um zu verhindern, dass der Netzausgang im Bereich der Null aufgrund der Überlappung der Basisfunktionen ein falsches Vorzeichen aufweist, wird

dieser in Abhängigkeit des Geschwindigkeitsvorzeichens plausibilisiert. Außerdem wird das Gewicht $\Theta_i(\xi_i == 0) = 0$ der Basisfunktion bei $\xi_i = 0$ auf den festen Wert von Null gesetzt.

Das Lernratenverhältnis wird aus den maximal auftretenden Kräften $\hat{F}_{i,\max}$ abgeschätzt:

$$\frac{\eta_v}{\eta_c} = \frac{|\hat{F}_{v,\max}|}{|\hat{F}_{c,\max}|} \approx 0.1$$

und wird mit einem Wert von 0.1 geschätzt, da die coulombschen Anteile um etwa eine Größenordnung größer sind als die viskosen Anteile.

5.4.3 Plausibilisierungen zur Unscented Transformation

Zusätzlich werden konditionsbasierte Eingriffe modelliert, die eine gesonderte Behandlung in der Unscented Transformation erfahren und in konditionsbedingte Parameter- sowie konditionsbedingte Statusübergänge aufgeteilt werden.

Konditionsbedingte Parameterübergänge

Diese Art von Nichtlinearität beschreibt den Sprung eines Parameterwerts p_i, wenn eine zustandsabhängige Bedingung erfüllt wird:

$$p_i = \begin{cases} p_1 & \boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1) < x_0 \\ p_2 & \boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1) \geq x_0 \end{cases}$$

Hierzu zählt der Systemsteifigkeitsübergang durch den Anschlag der Vorspannfedern. Solche Parameterübergänge können bei linearen Beobachtern die Stabilität der Zustandsschätzung beeinflussen, da sich die Eigenwerte der Systemmatrizen verschieben. Für die Unscented Transformation werden die Konditionen für jeden Sigmapunkt $\mathcal{X}_{i,k-1}$ kontrolliert, bevor dieser durch das Prozessmodell geleitet wird:

$$\boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k) = \boldsymbol{f}_{nl}(\boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1), \boldsymbol{u}(k), p_i)$$

mit dem transformierten Sigmapunkt $\mathcal{X}_i(k)$ des nächsten Zeitschritts k sowie dem Eingang $\boldsymbol{u}(k)$ und dem springenden Parameterwert p_i.

Konditionsbedingte Zustandsübergänge und Sigmapunktplausibilisierung

Falls die Zustände des realen Systems einen bekannten Wertebereich aufweisen, der bspw. durch systembedingte Grenzen hervorgerufen wird, können unerreichbare Zustände sowohl in der Sigmapunktewolke vor als auch nach der Transformation durch das vorliegende a-priori Wissen korrigiert werden. Es erfolgt eine konditionsabhängige Zuweisung der bekannten Zustandsgrenze x_i je Sigmapunkt $\boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1)$:

$$\boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1) = \begin{cases} x_i & \text{Kondition erfüllt} \\ \boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1) & \text{ansonsten} \end{cases} \tag{5.115}$$

Zu diesen konditionsbasierten Nichtlinearitäten können der obere und untere Block des Fensterhebers gezählt werden, welche zugunsten der numerischen Stabilität und des Rechenaufwands nicht über ein Kontaktmodell abgebildet werden. Des Weiteren sind die Konditionen der vollständigen Selbsthemmung nach Gl.(3.113) sowie das Haftreibungsmodell des Scheibenlaufs zu nennen.
Gleichung (5.115) beschreibt den Eingriff vor der Sigmapunkttransformation. Jedoch erscheinen

drei weitere Plausibilisierungsstufen für die Anwendung während und nach der Unscented Transformation als sinnvoll:
Mit der ersten Plausiblisierung wird gewährleistet, dass nur valide Sigmapunkte $\boldsymbol{\mathcal{X}}_i(k-1)$ durch das Prozessmodell propagiert werden. Dadurch ist eine Rückwirkung auf den Zustandsmittelwert $\tilde{\boldsymbol{x}}_k$ hinter der Transformation zu erwarten, sodass dieser näher am Bereich der möglichen Zustände liegt, wodurch eine korrektere Schätzung der Kovarianz $\tilde{\boldsymbol{P}}_{x,k}$ erfolgt, vgl. Gl.(3.68). Hierbei ist zu beachten, dass sowohl der Mittelwert als auch die Sigmapunkte hinter der Transformation in einem zweiten und dritten Schritt überprüft werden sollten. Schlussendlich gewährt ein vierter Plausibilisierungsschritt der beobachteten Zustände $\hat{\boldsymbol{x}}(k)$ hinter der Kalmankorrektur, dass nur valide Wertebereiche den Beobachter verlassen.
Somit ergeben sich insgesamt vier Plausibilisierungsstufen. Das vorgeschlagene Konzept des lernfähigen Unscented Kalman Filters mit Reibungsidentifikation, adaptierten Trainingsregeln und UT-Plausibilisierung wird nachfolgend unter dem Begriff des „UKFM-NN“ aufgeführt.

5.4.4 Konvergenzverhalten

Falls eine ausreichende Anregung vorliegt, sollte idealerweise ein konvergierendes Verhalten der neuronalen Gewichte erzielt werden. Eine Konvergenz bestätigt den Aufbau des Streckenmodells, der neuronalen Netze sowie der adaptierten Trainingsregeln. Eine abgeschlossene Identifikation ist gleichbedeutend mit dem Erreichen eines eingelernten Zustands. Das Erreichen dieses Zustandes ist wichtig, um den Einsatz zur EKS-Regelung mit kleinen Beobachterfehlern und hohen Sensitivitäten zu ermöglichen. Während zu Beginn des Betriebs, im ungelernten Zustand, möglichst hohe Lernraten für eine schnelle Konvergenz eingesetzt werden, sollten für den Folgebetrieb niedrigere Lernraten verwendet werden, um das Lernen von spontanen Veränderungen zu vermeiden. Somit kann der Konvergenzgrad des Systems als weiterer Zustand betrachtet werden, der eine Parameteränderung der Lernraten bedingt. Zur Messung des Konvergenzgrades ς wird die Varianz der neuronalen Gewichte bestimmt:

$$\varsigma^{v+}(T) = \frac{1}{n_p \cdot n_T} \sum_{i=1}^{n_p} \sum_{j=1}^{n_T} \mathrm{var}(\boldsymbol{\Theta}^{v+}(p, T_E))|_{z_{\min} \leq \hat{z}_w \leq z_{\max}} \tag{5.116}$$

Die Varianz der Gewichte wird kontinuierlich über dem Fensterlauf gebildet und für den Hochlauf (ς^{v+}) und Tieflauf (ς^{v-}) getrennt betrachtet. Die Konvergenz ist erreicht, falls der Varianzverlauf des zusammenhängenden Hochlaufs oder Tieflaufs stets kleiner ist als e. Je kleiner $\varsigma^{v+}(T)$, desto besser sind die neuronalen Gewichte konvergiert.

Ein zusätzliches Maß zur Plausibilisierung der Konvergenz wird aus der Parameteranregung bestimmt. Nur wenn die Eingangsdimensionen der GRNN ausreichend angeregt wurden, soll eine Lernratenreduktion auf Basis des Konvergenzgrades erfolgen. Der Anregungsgrad kann durch Zählen der Nulldurchgänge zu den einzelnen Aktivierungsfunktionen gefunden werden:

$$\xi^A_{i,j}(T_E) = \begin{cases} \xi^A_{i,j}(T_E) + 1 & (p(k, T_E) - \xi_{p,i}) < 0 \wedge (p(k+1, T_E) - \xi_{p,i}) > 0 \\ \xi^A_{i,j}(T_E) & \text{ansonsten} \end{cases} \tag{5.117}$$

anhand der zwei Konditionen zur Parameteranregung $\min(\xi^A_{i,j}(T_E)) > \epsilon_2$ und der Konvergenzrate $\varsigma^{v+}(T_E) < \epsilon_1$ wird der gelernte Zustand temperaturabhängig ermittelt. Mit der mittleren Grenzvarianz ϵ_1 und der Mindestanzahl an Durchgängen der Aktivierungsfunktionen ϵ_2. Als Konsequenz des eingelernten Zustands soll eine Anpassung der Lernraten η erfolgen, um eine Überanpassung an temporäre Veränderungen zu verhindern:

$$\eta_c = \begin{cases} 0, & \varsigma^{v+}(T_E) < \epsilon_1 \quad \wedge \quad \min(\xi^A_{i,j}(T_E)) > \epsilon_2 \\ 1, & \text{ansonsten} \end{cases} \tag{5.118}$$

5.4.5 Rotorwinkelsynchronisation

Für ein kommutierendes Prozessmodell können Unterschiede des Flankentimings in einem Bereich von $\Delta\varphi_M = 2\pi/n_p$ und der Oberschwingungen mit einer Periode von $\Delta\varphi_M = 2\pi$ auftreten. Erstere erscheinen aufgrund großer Amplituden als besonders kritisch und sollen nachfolgend durch einen Korrekturterm abgeschätzt werden.
Es wird vorgeschlagen, die Phasenverschiebung des Motorwinkels anhand des Korrelationskoeffizienten ρ_I zwischen beobachteten, kommutierenden Motorstrom $\hat{I}_c$ und dem gemessenen Strom I_M zu bestimmen:

$$\begin{aligned}\rho_I(k) &= \frac{\mathrm{cov}(\hat{I}_c(k),\ I_M(k))}{\sqrt{\mathrm{var}(\hat{I}_c(k)) \cdot \mathrm{var}(I_M(k))}} \\ &= \frac{\sum_{i=0}^{n-1}(I_c(k-i)-\mu_1)\cdot(I_M(k-i)-\mu_2)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{n-1}(I_c(k-i)-\mu_1)^2 \cdot \sum_{i=0}^{n-1}(I_M(k-i)-\mu_2)^2}}\end{aligned} \tag{5.119}$$

mit den Mittelwerten des kommutierenden Ripplestroms μ_1 und des gemessenen Ripplestroms μ_2. Der kommutierende Ripplestrom $\hat{I}_c$ wird aus dem beobachteten Motorwinkel $\hat{\varphi}_M$ gebildet:

$$\hat{I}_c(k) = \frac{(U_{in}(k) - k_w \cdot \omega_M(k))}{R(\hat{\varphi}_M(k))} \tag{5.120}$$

mit dem trapezförmigen Kommutierungswiderstand $R(\hat{\varphi}_M(k))$ nach Gl.(5.2). Eine Betrachtung des Korrelationskoeffizienten ρ_I über einem simulierten Winkelversatz $\Delta\varphi$ zeigt einen näherungsweise cosinusförmigen Zusammenhang, vgl. Abb. 5.27. Als Ausgangsbasis dient ein Mittellaufstromprofil, das zwei Motorumdrehungen enthält und über $[0..\pi]$ versetzt wird.

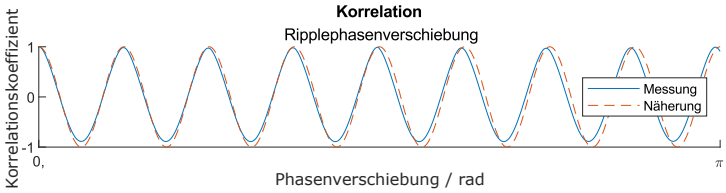


Abbildung 5.27: Korrelation zweier Ripplestromverläufe mit Phasenversatz über einer halben Rotorumdrehung

Als Näherungslösung wird ein Cosinus angesetzt, jedoch entstehen lokale Abweichungen, da bereits das Rippleprofil keinen ideal cosinusförmigen Verlauf besitzt. Die Phasenverschiebung wird mithilfe der Umkehrfunktion aus dem Korrelationskoeffizienten ermittelt:

$$\Delta\varphi_M(k) = \frac{\mathrm{acos}(\rho_I(k))}{2n_P} \tag{5.121}$$

Mit diesem Korrekturterm kann eine kontinuierliche Anpassung und Synchronisation des geschätzten Kommutierungswinkels $\hat{\varphi}_{M,c}$ erfolgen:

$$\hat{\varphi}_{M,c}(k) = \hat{\varphi}_M(k) - \Delta\varphi_M(k) \tag{5.122}$$

Die Anpassung bewegt sich in einem Bereich von $\pm 1/2n_P$ rad, sodass eine Überlagerung des relativen Kommutierungszeitpunkts ohne Übereinstimmung absoluter Winkelgenauigkeiten erzielt werden kann. Der Detektion des vorausgehenden Korrelationsverlusts unterliegt einer zeitlichen Verzögerung, welche für den jeweiligen Anwendungsfall zu berücksichtigen ist.

5.5 Kraftbasierter Einklemmschutz

5.5.1 Einklemmkraftsensitivitäten

Vor der Modellierung des Einklemmschutzes werden die Einklemmkraftsensitivitäten zu den vorliegenden Messgrößen betrachtet. Dazu wird die sich aufbauende Einklemmkraft (EKK) als Laständerung des Motors $\Delta\tau_L$ angesehen. Ausgehend von der Gleichung des linearen Motors können die Lastmomentsensitivitäten durch Umstellen nach der Messgröße $y \in [U, I, \omega]$ und Ableiten nach dem Lastmoment τ_L gefunden werden, vgl. Gl.(3.93). Die Sensitivitäten $s_{M,\tau}$ sind in Tab. 5.7 aufgelistet.

	Spannung	**Strom**	**Drehzahl**
Sensitivität $\frac{dy}{d\tau_L}$	$\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{k_M}}$	$\frac{\mathbf{1}}{\mathbf{k_M}}$	$-\frac{\mathbf{R}}{\mathbf{R}\cdot\mathbf{f_v}+\mathbf{k_M}\mathbf{k}_\omega}$
Einheit	V/Nm	A/Nm	rad/Nms
Größenordnung	$10^0 - 10^1$	$10^1 - 10^2$	$10^2 - 10^3$
Messbereich	± 20V	± 30A	± 1000 rad/s
Messgenauigkeit	± 1 %	± 2 %	± 0.1 %[1]
Messauflösung ϵ_M	± 10 mV	± 10 mA	± 0.4 rad/s
Messrauschen σ_M	± 50 mV	± 50 mA	± 1 rad/s
EKK-Sensitivität $s_{M,F}$	≈ 4-5 mV/N	≈ 10-15 mA/N	≈ 0.2 rad/Ns
EKK-Auflösung ϵ_F [Schritte/100N]	≈ 40	≈ 140	≈ 30
EKK-SNR	≈ 8	≈ 27	≈ 19

Tabelle 5.7: Sensitivitäten zum Einklemmkraftaufbau für Motorstrom, -spannung, -drehzahl auf Basis beispielhafter Parameterwerte

Da die Sensitivitäten unterschiedliche Einheiten besitzen, wird ein Signal-zu-Rausch-Verhältnis bestimmt, um den Vergleich zu ermöglichen. Dazu werden zusätzlich die Messeigenschaften aus Messauflösung, -genauigkeit und Messrauschen der jeweiligen Messgröße abgeschätzt. Durch Einsetzen des Parameterwertebereichs und unter Berücksichtigung des Getriebeeinflusses kann die Einklemmkraftauflösung ϵ_F je Messgröße folgendermaßen ermittelt werden:

$$\epsilon_F = \frac{s_{\tau,M}}{\epsilon_M} \cdot \frac{r_D}{n_G} \tag{5.123}$$

Als maximale Amplitude der zu detektierenden Einklemmkraft können $F_{\max}$=100N angesetzt werden, da dies dem Grenzwert der Einklemmschutzanforderung entspricht. Bei einem Trommelradius von r_D=20mm entspricht dies einer Motorlast von $\tau_{\max}$=2Nm. Mit den Sensitivitäten ergibt sich daraus eine Messsignalamplitude A_M von:

$$A_{\mathrm{M}} = \frac{s_{\tau,M}}{n_G} \cdot \tau_{\max} \qquad \mathrm{SNR} = \frac{A_{\mathrm{M}}}{\sigma_M} \tag{5.124}$$

[1] Abschätzung für Messungen auf Basis von sensorloser Positionierung bei mittlerer Drehzahl

Mit dem Messrauschen σ_M kann das Signal-zu-Rausch Verhältnis (SNR) ermittelt werden.
Die EKK-Kennwerte in Tab. 5.7 wurden mit Parameterwerten von k_M=0.02 Nm/A, R=0.3Ω, f_v=0.1 mNms/rad, k_ω = 0.02 Vs/rad bestimmt. Aus dem SNR-Verhältnis und der EKK-Auflösung lässt sich ablesen, dass der Motorstrom sowohl das beste Signal-zu-Rausch Verhältnis, als auch die höchste Auflösung pro Newton Einklemmkraft bietet. Dennoch wäre ein Einsatz der anderen Messgrößen für eine Einklemmschutzregelung nicht auszuschließen.

5.5.2 Einklemmschutzgradienten

Durch zeitliche Ableitung der Messsignale lassen sich die Einklemmschutzgradienten finden, die die Änderungsrate des Messsignals während des Einklemmereignisses beschreiben. Eine Betrachtung dieser Größe bietet insbesondere zwei Vorteile. Einerseits ist zu erwarten, dass sich die Ableitungen deutlich schneller aufbauen als das Ausgangssignal, wodurch bessere Reaktionszeiten resultieren. Andererseits könnten die Gradienten zur Identifikation der Einklemmobjektsteifigkeit dienen, die zur Plausibilisierung des Einklemmfalls eingesetzt wird, welche zu einer Robustheitserhöhung gegenüber Fehlreversieren beitragen kann.
Zunächst werden die zeitlichen Ableitungen der Messsignale und ihre Maximalwerte betrachtet, um eine Aussage zur zeitlichen Verzögerung des Signalaufbaus zu treffen. Dazu werden simulierte Einklemmereignisse und Einklemmobjektsteifigkeiten von 2-65kN/m ausgewertet. Um möglichst unverrauschte Signale zu erhalten, wird die Simulation mit kleinen Schrittweiten von 10μs durchgeführt. Die Ergebnisse sind in Abb. 5.28 aufgeführt.
In der obersten Zeile ist der Verlauf der Messgrößen und der Einklemmkraft zu erkennen, deren y-Achse auf einen Wert von 100N skaliert wird. Dies soll verdeutlichen, ab welchem Zeitpunkt die maximal zulässige Einklemmkraft überschritten wird. Bei einer Steifigkeit von 2kN/m ergibt sich bis zum Erreichen der 100N ein zeitliches Delta von etwa 700ms , während es bei 65kN/m gerade einmal 20ms sind.
In den darunter liegenden Ableitungen wird deutlich, dass auch die Amplituden immer höher und spitzer werden. Jedoch ist die wichtigste Erkenntnis, dass die Amplituden der Ableitungen in Relation zum Kraftüberschreitungspunkt von 100N deutlich nach links wandern. Dadurch ist eine frühere Detektion des Einklemmereignisses möglich, da eine Schwellwertüberschreitung früher stattfinden kann. Eine Auflösung dritten Grades wird aufgrund der kleiner werdenden zeitlichen Abstände, die eine unwesentliche Verbesserung darstellen, sowie aufgrund des numerischen Rauschverhaltens nicht näher betrachtet. Ein Vergleich der Messgrößen von links nach rechts in Abb. 5.28 bestätigt die im Vorfeld in Tab. 5.7 ermittelten Sensitivitäten. In Tab. 5.7 sind die Kurvenverläufe aus Abb. 5.28 nach dem Auftreten ihrer Maximalwerte ausgewertet.

	Strom	**Geschwindigkeit**	**Spannung**
x	>800ms / 92ms	>800ms / 91ms	>800ms / 91ms
$\frac{dx}{dt}$	27ms / 10ms	26ms / 10ms	25ms / 9ms
$\frac{d^2x}{dt^2}$	7ms / 2ms	7ms / 2ms	6ms / 2ms

Tabelle 5.8: Zeitliche Verzögerung der Ausgangsgrößen und Einklemmgradienten ersten und zweiten Grades bis zum Erreichen ihrer Maximalwerte / 50%-Maximalwerts für eine Einklemmsteifigkeit von 65N/mm

Es wird angenommen, dass eine Einklemmfalldetektion spätestens mit dem Auftreten des Maximalwerts erfolgt, da dies dem besten SNR-Verhältnis entspricht. Bei der Interpretation von Tab. 5.8 ist der Einklemmkraftaufbau mit einer Verzögerung von 20ms zu beachten, die bis zum Erreichen der 100N benötigt wird. Es ist abzulesen, dass ausschließlich die Ableitung zweiten Grades für alle Messgrößen geeignete Verzögerungswerte von <10ms aufweist.

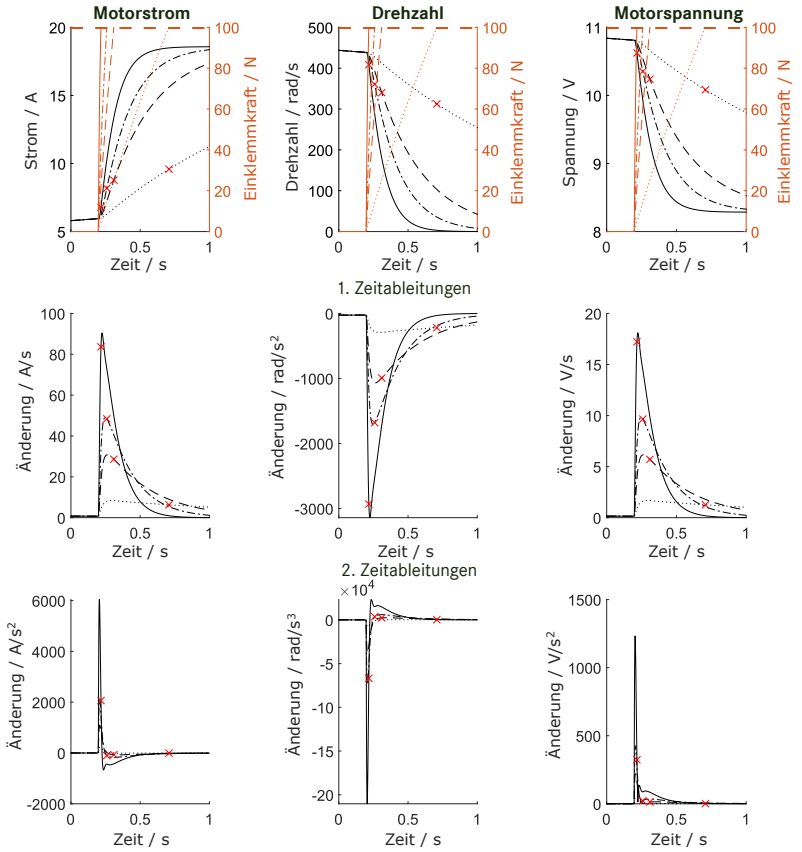


Abbildung 5.28: Zeitliche Ableitungen der simulierten Messsignale (schwarz) und Einklemmkraft (orange) des Einklemmfalls mit verschiedenen Steifigkeiten; Der Zeitpunkt der 100N-Einklemmkraft-Überschreitung ist in den Messsignalen rot markiert

Für die Ausgangsgrößenverläufe x in Tab. 5.8 resultieren deutlich höhere Werte, die von der Restdrehung des Motors beeinflusst werden. In vertikaler Richtung ist eine Reduktion der Verzögerungszeiten um den Faktor 10 zwischen den Zeitableitungen zu erkennen. Allerdings wird der tatsächliche Detektionszeitpunkt maßgeblich durch das Rauschverhalten bestimmt. Als Nächstes wird dargestellt, wie eine geeignete zweite Zeitableitung der verrauschten Messgrößen bestimmt werden kann.

Entwurf einer rauscharmen Zeitableitung

An realen Systemen wird die Bildung der ersten und zweiten Zeitableitung von Messsignalen durch das Messrauschen erschwert. Durch direkte Anwendung der Differenzenquotienten entsteht eine

Rauschverstärkung, die durch eine geeignete Vor- und Nachfilterung reduziert werden kann. Die zeitlich rückwärtsgerichteten Differenzenquotienten ergeben sich mit fester Schrittweite Δt zu:

$$\dot{y}(k) = \frac{y(k) - y(k-1)}{\Delta t} \qquad \ddot{y}(k) = \frac{y(k) - 2y(k-1) + y(k-2)}{(\Delta t)^2} \tag{5.125}$$

Eine Filterung besitzt den Nachteil, dass eine Phasenverschiebung eingeführt wird, welche die Reaktionszeit des Einklemmschutzes beeinträchtigen würde. Neben dem Messrauschen wird die Ableitung des Motorstroms durch Kommutierungsripples beeinflusst. Eine direkte Ableitung würde aufgrund der steilen Flanken zu sehr hohen Gradienten führen, die den mittleren Anstieg der gesuchten Zeitableitung um mehrere Größenordnungen übertreffen. Darüber hinaus überlagert sich in der Regel eine Oberschwingung, die sich auf die Sichtbarkeit des Mittelwertanstiegs auswirkt und sich periodisch über einer Motorumdrehung wiederholt. Des Weiteren ist bei direkter Filterung ein Ripplefrequenzbereich von 0-2kHz zu berücksichtigen, der einen umfangreichen Filterentwurf erfordert. Daher erscheint eine Filterung des Ripplemotorstroms zur Gradientenbildung als nicht zielführend.

Scheitelpunktfilterung

Aufgrund deutlich ausgeprägter Minima und Maxima wird ein Mittelwertfilter auf Basis einer Scheitelpunktdetektion vorgeschlagen. Zunächst wird die Oberschwingung sichtbar gemacht, indem eine Mittelwertbildung zu den Scheitelpunkten benachbarter Ripple nach Gl.(5.59) durchgeführt wird, vgl. Abb. 5.29.

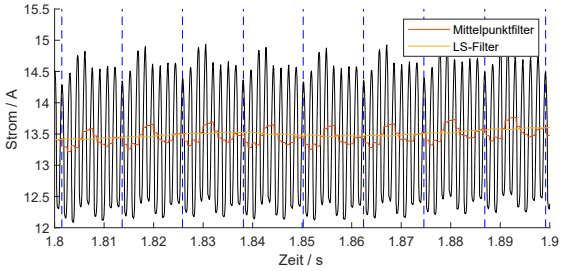


Abbildung 5.29: Gemessener und gefilterter Motorstrom mittels Scheitelmittelpunkte und Least Square pro Rotorumdrehung aus 16 Minima und Maxima; Rotorumdrehung (blau)

$$I_{Sm}(k) = (I_{\max} + I_{\min})/2 \tag{5.126}$$

Eine Rotorumdrehung entspricht jeweils acht Minima und Maxima. Die Mittelwertbildung aus benachbarten Scheiteln zeigt in Abb. 5.29, dass der resultierende Verlauf mit der periodischen Oberschwingung um den tatsächlichen Mittelwert oszilliert. Zusätzlich wird eine kontinuierliche Least-Square Approximation über den letzten acht Minima und Maxima durchgeführt. Es ergibt sich ein deutlich weicherer Verlauf, der näher am tatsächlichen Mittelwert liegt. Der Vorteil beider Signale ist eine geringe zeitliche Verzögerung, die dem Zeitpunkt der Detektion des nächsten Scheitelpunkts entspricht. Allerdings eignen sich beide Signale aufgrund der enthaltenen Oberschwingungsanteile nicht für eine direkte zeitliche Differenzierung.

Um den Einfluss der Oberschwingung zu eliminieren, wird ein Konzept vorgeschlagen, das die relative Winkelbeziehung der einzelnen Rippleamplituden pro Motorumdrehung n berücksichtigt. Anstelle

eines Vergleichs aufeinanderfolgender Scheitelpunkte wird ein Vergleich zum vorangegangenen Kommutierungsfall derselben Rotorstellung bei $\Delta\varphi = -2\pi$ durchgeführt. Dafür sind die Zeitpunkte und Sensorwerte aller $2n_p$-Vorgängerscheitelpunkte zwischenzuspeichern. Dies entspricht einer diskreten Ableitung, die die Periodizität der Kommutierungs- und Oberschwingungseffekte ausnutzt. Die Minima und Maxima werden für eine gesamte Rotorumdrehung getrennt voneinander betrachtet:

$$\Delta\mathbf{I}_{\mathrm{Smax}}(r,\varphi_M) = \begin{bmatrix} I_{\mathrm{Smax},1}(\varphi_M) - I_{\mathrm{Smax},1}(\varphi_M - 2\pi) \\ I_{\mathrm{Smax},2}(\varphi_M - \pi/n_p) - I_{\mathrm{Smax},2}(\varphi_M - 2\pi - \pi/n_p) \\ \vdots \\ I_{\mathrm{Smax},r}(\varphi_M - \pi(r-1)/n_p) - I_{\mathrm{Smax},r}(\varphi_M - \pi(2+(r-1)/n_p)) \end{bmatrix} \tag{5.127}$$

Die zwei Filter bestehen aus zwei Buffern der neuesten $(\varphi_M - \pi(r-1)/n_p) = n$ sowie der vorangegangenen acht Minima $I_{\mathrm{Smin},r}$ und acht Maxima $I_{\mathrm{Smax},r}$ der letzten Rotorumdrehung $(\varphi_M - \pi(2+(r-1)/n_p)) = n-1$. Sie bilden somit die absolute Änderung $\Delta\mathbf{I}$ der über der Rotorumdrehung winkelfesten Scheitelpunkte ab, die über die Variable $r \in [1,\ n_p]$ indiziert werden. In Gl.(5.127) ist der Maximafilter dargestellt, während für den Minimafilter lediglich $I_{\mathrm{Smax},r} = I_{\mathrm{Smin},r}$ zu substituieren wäre. Es ergeben sich insgesamt sechzehn Ausgangssignale, die den Verlauf der individuellen Amplitudendelta sichtbar machen. Aus der Übereinstimmung der individuellen Verläufe können Rückschlüsse auf die Oberschwingungsfreiheit des Ergebnisses gebildet werden. Allerdings enthält nur der Ausgang der aktuellen Ripplenummer $r(k)$ den Gradienten des aktuellsten Zeitschritts.
Das drehzahlabhängige Updateintervall entspricht der Detektionsrate der Scheitelpunkte, welche im Zusammenhang mit der Phasenverzögerung des Filters steht. Die Phasenverzögerung entspricht dem zeitlichen Delta zwischen dem Auftreten des Scheitelpunkts und seiner Detektion, die durch das Detektionsereignis hinter dem Scheitelpunkt stattfindet, vgl. Gl.(5.59). In dem vorliegenden Beispiel entspricht dies aufgrund der steilen Rippleflanken einer geringen Verzögerung von ca. $200\mu s$.
Da das individuelle Amplitudendelta im winkelfesten Verhältnis zu einer gesamten Rotorumdrehung $\Delta\varphi_M = 2\pi$ steht, ergeben sich deutlich aussagekräftigere Verläufe, die sich besser für den Einklemmschutz eignen.
Durch Zwischenspeicherung und Zuordnung der Detektionszeitpunkte t_r zu den indizierten Scheitelpunkten n können die Ableitungen nach Gl.5.128 gefunden werden:

$$\dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{Smax}}(n) = \frac{\Delta\mathbf{I}_{\mathrm{Smax}}(r(k))}{t_{\mathrm{Smax},r}(n) - t_{\mathrm{Smax},r}(n-1)}$$

$$\ddot{\mathbf{I}}_{\mathrm{Smax}}(n) = \frac{\dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{Smax}}(n) - \dot{\mathbf{I}}_{\mathrm{Smax}}(n-1)}{t_{\mathrm{Smax},r}(n) - t_{\mathrm{Smax},r}(n-1)} \tag{5.128}$$

Die Zuweisung der Ripplenummer $r(k)$ beginnt mit der Zählung des ersten Ripples und wird mit der Detektion des nächsten Scheitelpunkts inkrementiert:

$$r(k) = \begin{cases} r(k)+1 & x(k) \neq x(k-1) \\ 1 & r(k) > n_p \end{cases} \tag{5.129}$$

Im Fall von Fehldetektionen sind die ermittelten Gradienten fehlerhaft und benötigen eine Rotorumdrehung zur Stabilisierung. Das Verhalten entspricht einem Abtast-Halte-Glied, das zwischen den Detektionszeitpunkten der Scheitelpunkte konstante Werte annimmt.

Zur Erprobung des Filters wird eine Einklemmkraftmessung mit einer Steifigkeit von 65N/mm verwendet. Es werden die zeitlichen Ableitungen zweiten Grades gebildet, vgl.Abb. 5.30.

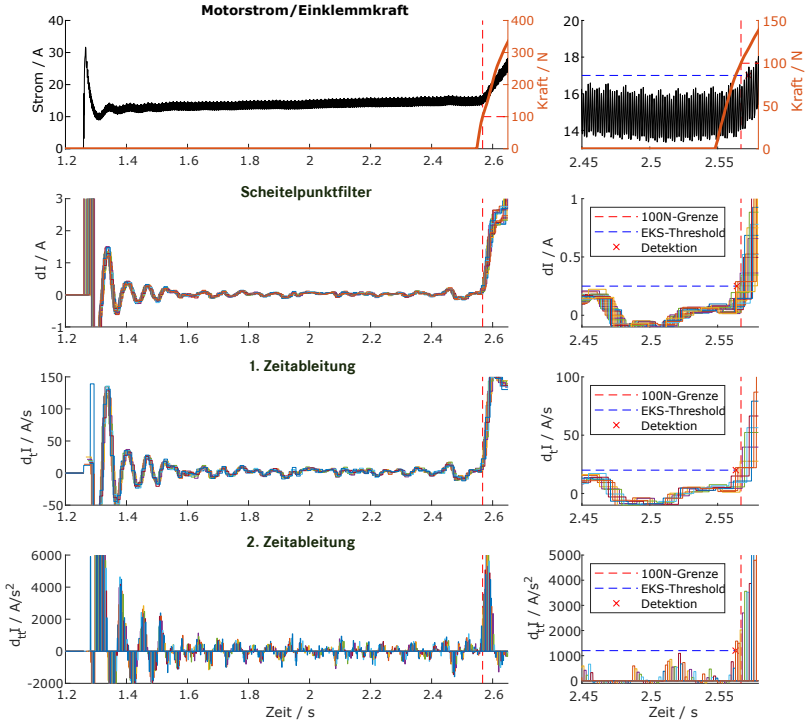


Abbildung 5.30: Scheitelpunktfilterung und zeitliche Ableitungen des Motorstroms (schwarz); Einklemmkraft (orange) des Einklemmfalls mit 65N/mm; Kraftüberschreitung der 100N-Einklemmkraft (rot), mögliche Auslöseschwelle (blau)

Es zeigt sich ein sehr klarer Verlauf der ersten und zweiten Zeitableitung, der in der Form mit herkömmlichen Filtermethoden nicht erzielt werden kann. Die Anlaufoszillationen links sowie das Einklemmereignis rechts sind sehr deutlich ausgeprägt. Ein Vergleich mit der Einklemmkraft zeigt, dass der Kraftaufbau bei ca. t=2.55s beginnt.
Rechts in Abb. 5.30 ist eine Vergrößerung des Einklemmfalls dargestellt. Die Lastumkehr wird durch Schwellwertüberschreitung eingeleitet. Als Hilfestellung ist ein möglicher EKS-Schwellwert eingezeichnet, der sich oberhalb der Mittellaufoszillationen des Lastprofils befindet. Eine Detektion könnte stattfinden, wenn eines der sechzehn Ausgangssignale diesen Grenzwert überschreitet.
Für die zweite Zeitableitung des Motorstroms beträgt die korrespondierende Einklemmkraft etwa 75N. Bei einer zeitlichen Verzögerung von etwa 15ms.
Das rauscharme Ergebnis deutet darauf hin, dass der vorgeschlagene Filter zur Bildung der ersten und zweiten Zeitableitungen geeignet ist.

Einfluss der Einklemmsteifigkeit

Als Nächstes wird der Einfluss der Einklemmsteifigkeiten für Werte von 2-65N/mm betrachtet. Eine Abschätzung der vorliegenden Einklemmobjektsteifigkeiten kann aus den Stromgradienten über $c = \frac{dF}{dz_w}$ erfolgen:

$$\Delta \mathbf{I}_{\mathrm{Smax}}(r, \varphi_M) = \frac{dI}{d\varphi_M} \propto \frac{dF}{dz_w} = \Delta \mathbf{I}_{\mathrm{Smax}}(r, \varphi_M) \cdot \frac{k_M \cdot n_G}{2\pi \cdot r_D^2} \tag{5.130}$$

Der Gradient des Einklemmfalls nach Gl.(5.130) ist i.d.R. kleiner als die Einklemmobjektsteifigkeit, da dieser durch die Interaktion weiterer Komponentensteifigkeiten beeinflusst wird.

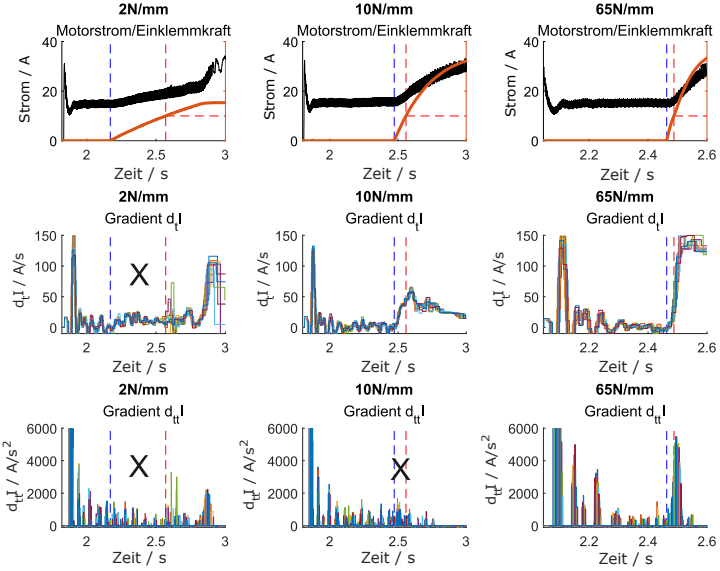


Abbildung 5.31: Online ermittelte Stromgradienten für drei verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit des Kraftanstiegs mit X-markiert

Aus Abb. 5.31 ist ersichtlich, dass die gradientenbasierte Detektion nur für hohe Steifigkeiten eingesetzt werden kann. Der langsame Anstieg der 2N/mm-Feder tritt in den Zeitableitungen nicht hervor. Ebenso geht der Anstieg der 10N/mm-Feder in der zweiten Zeitableitung neben den Schwankungen des Lastprofils unter. In der ersten Ableitung ist der Anstieg der 10N/mm-Feder dagegen sehr deutlich erkennbar. Der Vorteil der zweiten Zeitableitung wird erst bei der 65N/mm-Feder sichtbar, die einen deutlich ausgeprägten Anstieg aufweist. Allerdings ist bei allen Verläufen der Einfluss der Anlaufoszillationen bei der Schwellwertberechnung zu kompensieren. Dies deutet darauf hin, dass eine EKS-Detektion nur in Kombination mit anderen Plausibilisierungsmaßnahmen erfolgen kann.
Nach demselben Prinzip lassen sich die Geschwindigkeitsgradienten aus dem zeitlichen Versatz der auftretenden Scheitelpunkte bestimmen, vgl. Abb. 5.32. Der resultierende Geschwindigkeitsfilter

wird in der SLP-Betrachtung in Abschnitt in Gl.(5.61) beschrieben. Für den Zusammenhang zwischen Drehzahländerung und Steifigkeit folgt:

$$\Delta\omega_{\mathrm{Smax}}(r,\varphi_M) = \frac{d\omega}{d\varphi_M} \propto \frac{dF}{dz_w} = \Delta\omega_{\mathrm{Smax}}(r,\varphi_M) \cdot \frac{-R \cdot n_G}{2\pi \cdot (Rf_v + k_M \cdot k_\omega) \cdot r_D^2} \tag{5.131}$$

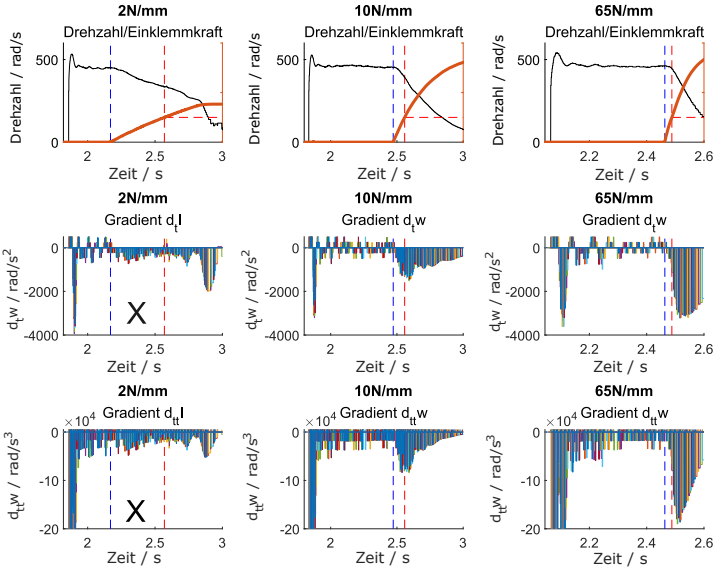


Abbildung 5.32: Online ermittelte Drehzahlgradienten für drei verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit mit X-markiert

Im Vergleich zu den Stromgradienten zeichnet sich bei den Drehzahlgradienten ein weicherer Verlauf ab. Besonders auffällig sind die rauschfreien Verläufe der ermittelten Geschwindigkeiten, die eine Detektion sowohl für die 10N/mm, als auch für die 2N/mm-Feder ermöglichen. Lediglich bei 65N/mm versagt die Detektion über der Geschwindigkeitsänderung. Der klare Verlauf ermöglicht zudem eine Detektion der 10N/mm-Feder in der zweiten Zeitableitung, die für den Stromverlauf nicht möglich erschien. Die 2N/mm-Feder kann über die Zeitableitungen allerdings nicht identifiziert werden.
Obwohl sich der Einklemmfall deutlicher von den Lastprofiloszillationen hervorhebt, treten die Gradienten im Vergleich zum Stromverlauf etwas später hervor. Dadurch verzögert sich im vorliegenden Verlauf der Zeitpunkt einer Auslöseindikation der 65N/mm auf etwa 24ms und kritische 95N Einklemmkraft. Die Zeitableitungen scheinen für mittlere Steifigkeiten besonders geeignet, während die Absolutwerte auch für kleine Steifigkeiten von 2N/mm deutliche Indikationen liefern.

Detektierbarkeit

Als Nächstes wird das Signal-zu-Rausch Verhältnis über dem gesamten Fensterlauf betrachtet. Das höchste Rauschverhalten kann bei maximalen Eingangsspannungen erwartet werden. Aus dem

Vergleich kann eine genauere Schwellwertabschätzung und Bewertung zur Eignung der generierten Signale erfolgen. Zunächst wird der Stromverlauf des Einklemmfalls mit dem des freien Fensterlaufs für 12V Eingangsspannung über den drei Steifigkeiten verglichen, vgl. Abb. 5.33:

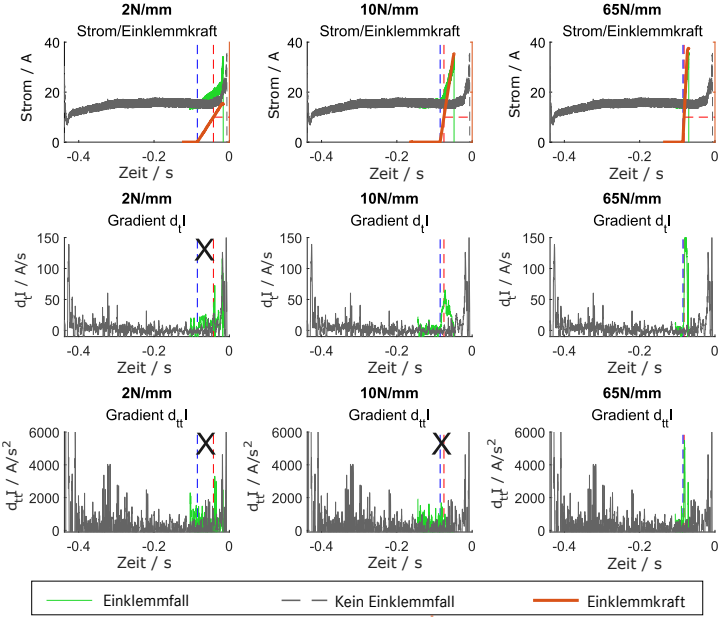


Abbildung 5.33: Stromgradienten ($d_tI, d_{tt}I$) des Einklemmfalls im Vergleich zum freien Fensterlauf zur Ermittlung des Hintergrundrauschens für verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit mit X-markiert

Der freie Fensterlauf zeigt zu Beginn einen stärkeren Lastprofilanstieg, der sich in den Gradienten widerspiegelt. Dieser wird durch die zunehmende, aktive Reibfläche zwischen Dichtung und Scheibe verursacht. Bei etwa -0.33m und bei etwa -0.22m finden sichtbare Übergänge statt, die zu besonders hohen Gradienten führen. Diese Übergänge resultieren, da sich die Scheibe zunächst an der A-Säule und anschließend an der B-Säule im vollständigen Dichtungseingriff mit der unteren Scheibenkante befindet. Es wird deutlich, dass in diesem Bereich eine gradientenbasierte Detektion nur mit verringerter Sensitivität stattfinden kann.
Hohe Sensitivitäten sind im kritischen Einklemmbereich bei Öffnungen von -0.1m gefordert. Für die 2N/mm-Feder ist ersichtlich, dass der Einklemmfall im Hintergrundrauschen untergeht. Allerdings wäre eine Detektion, anhand der absoluten Abweichung des gemessenen Stroms für diese Steifigkeit umsetzbar. Im Gegensatz hierzu zeigen die restlichen Steifigkeiten deutliche Ausschläge, die für diesen Bereich der Fensterposition als gut detektierbar erscheinen.
In Abb. 5.34 sind die Ergebnisse für die Drehzahlgradienten abgebildet:

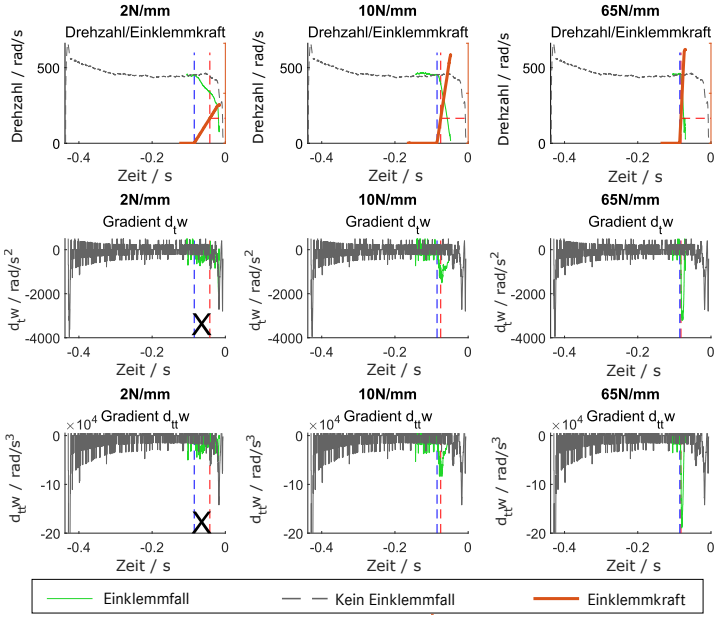


Abbildung 5.34: Drehzahlgradienten ($d_t w, d_{tt} w$) des Einklemmfalls im Vergleich zum freien Fensterlauf zur Ermittlung des Hintergrundrauschens für verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit mit X-markiert

Im Vergleich zu den Stromgradienten ist bei den Drehzahlgradienten ein rauschärmeres Bild über dem gesamten Fensterlauf zu erkennen. Anders als beim Stromverlauf treten die Ausschläge der 10N/mm-Feder in der zweiten Zeitableitung deutlich hervor. Zur 2N/mm-Feder besteht eine bedingte Identifizierbarkeit in den Zeitableitungen. Die Reibungsübergänge sind als Spitzen bei -0.22m und 0.33m zu erkennen, die im Vergleich zum Stromverlauf räumlich begrenzt auftreten. Insgesamt wäre der Verlauf der Drehzahlgradienten gegenüber den Stromgradienten, aufgrund des geringeren Rauschverhaltens, zu bevorzugen. Allerdings besitzen die Stromgradienten den Vorteil einer höheren Sensitivität, die insbesondere bei der 65N/mm-Feder durch frühzeitigere Indikationen hervortritt. Sowohl für den Strom- als auch für die Drehzahlableitungen erscheint der Einsatz konstanter Auslöseschwellen, aufgrund lokaler Spitzen, nicht geeignet. Stattdessen könnte ein dynamischer Schwellwert angelernt werden.

5.5.3 Wiederholgenauigkeiten

Als Nächstes wird die Stabilität des Lastprofils über mehrere Fensterlaufzyklen betrachtet. Eine hohe Wiederholgenauigkeit stellt eine Voraussetzung für die Lernbarkeit der Lastprofile dar. Zu den Haupteinflussfaktoren zählt die systemseitige Steifigkeit des Aufbaus, die zu zufälligen Schwankungen über dem Fensterlauf führen kann. Höhere Wiederholgenauigkeiten stehen für ein geringeres Systemrauschen, höhere Konvergenzraten, kleinere Schwellwerte und höhere, erzielbare Sensitivitäten.
In Abb. 5.35 sind die Verläufe des Stroms, des Drehmoments, der Drehzahl und der Motorspannung

für 8V und 12V Eingangsspannung sowie insgesamt drei aufeinanderfolgende Fensterlaufzyklen über der Fensterposition dargestellt:

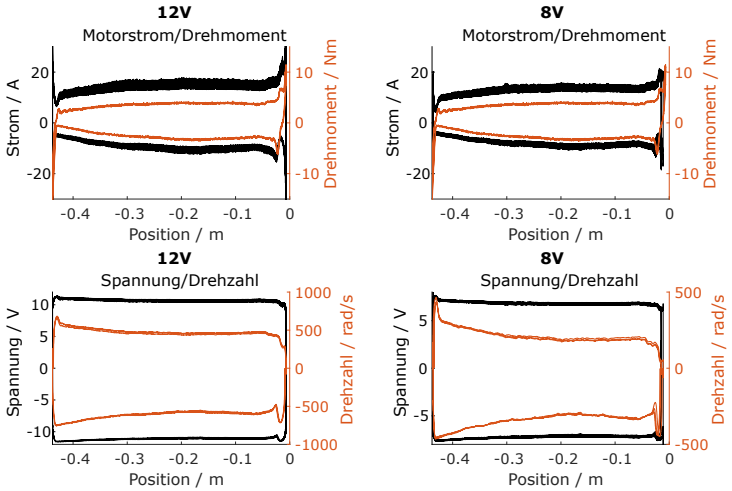


Abbildung 5.35: Lastprofile über der Position für drei aufeinanderfolgende Öffnungs- und Schließzyklen des Fensterhebers mit 12V und 8V Eingangsspannung an einer Rahmentür

Es zeigt sich bei allen Messgrößen, sowohl bei 8V als auch bei 12V eine sehr hohe Übereinstimmung zwischen den Fensterlaufzyklen. Auch kleine Lastprofiländerungen werden eindeutig wiederholt. Die maximalen Abweichungen während des Fenstermittellaufs liegen bei etwa 0.5%. Zeitvariante Schwankungen und Messfehler treten somit nur in geringem Maße auf. Eine hohe Steifigkeit des Aufbaus und entsprechende Wiederholgenauigkeiten erscheinen durch die Anforderungen an Dichtigkeit und Schallisolation als kennzeichnende Eigenschaften von FH-Systemen.

5.5.4 Beobachterfehlerbasierter Einklemmschutz

Als Nächstes werden die Betrachtungen aus den vorangegangenen Abschnitten zu einem beobachterbasierten Einklemmschutzkonzept vereint. Das Einklemmschutzkonzept beschäftigt sich mit der Detektion und Plausibilisierung des Einklemmfalls und resultiert in der Generierung eines Signals zur Lastumkehr, bevor der kritische Grenzwert der Einklemmkraft erreicht wird. Infolge dessen sind Referenzwerte zu generieren, aus denen die Sollabweichung des Einklemmfalls bestimmt werden kann.

Aufbau der Einklemmfalldetektion

Mithilfe eines Beobachteransatzes können dynamische Referenzwerte auf Basis eines vollständigen Streckenmodells ermittelt werden. Entsprechend Tab. 4.9 soll untersucht werden, ob sich der Beobachterfehler auch direkt als auslösende Sollabweichung einer EKS-Detektion einsetzen lässt. Zudem wird der Einsatz der Zeitableitungen des Beobachterfehlers in Betracht gezogen, um die Reaktionsfähigkeit weiter zu erhöhen. Daraus leiten sich Anforderungen an das Streckenmodell ab, welche eine ausreichende Modell- und Parametergüte umfassen. Der Aufbau des vorgeschlagenen Konzepts ist in Abb. 5.36 dargestellt:

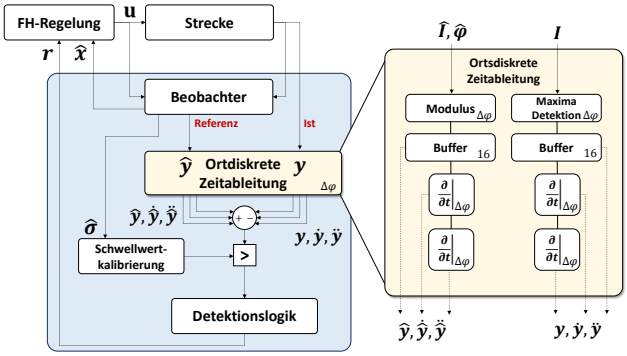


Abbildung 5.36: Beobachterbasierter Einklemmschutz mit ortsdiskreter Zeitableitung, Schwellwertkalibrierung und Detektionslogik

Dem Aufbau ist zu entnehmen, dass die Einklemmfalldetektion auf Basis der Differenz aus gemessenen und beobachteten Messgrößen y, $\hat{y}$ basiert, die dem Beobachterfehler entsprechen. Als Messgrößen werden der Motorstrom und die Motordrehzahl aufgrund ihrer EKS-Sensitivitäten nach Tab. 5.7 in Betracht gezogen. Die ersten und zweiten Zeitableitungen werden durch den vorgeschlagenen Scheitelpunktfilter aus Abs. 5.5.2 gebildet und in der Detektionslogik berücksichtigt.
Die individuellen Auslöseschwellen sollen für den eingelernten Zustand aus den maximal auftretenden Abweichungen positionsabhängig kalibriert werden. Des Weiteren wird der Vorspannungszustand des Modells $\hat{\sigma} = \hat{z}_D - \hat{z}_W$ verwendet, der zu einer Schwellwertvergrößerung führt, die während der Anlaufphase aktiv ist.

Einklemmfallbedingung
Die beobachteten Messausgänge $\hat{\boldsymbol{y}}^{[mx1]}$ und deren Zeitableitung können als dynamische Referenz angesehen werden. Zudem entspricht die Differenz der Messgrößen $\boldsymbol{y}^{[mx1]}$ zur dynamischen Referenz $\hat{\boldsymbol{y}}^{[mx1]}$ den Zeilen des Beobachterfehlers $\mathbf{e}^{[mx1]}$. Ebenso entspricht die Differenz der zeitlich differenzierten Größen der Zeitableitung des Beobachterfehlers:

$$\mathbf{e} = \mathbf{y} - \hat{\mathbf{y}} \quad \longrightarrow \quad \dot{\mathbf{e}} = \dot{\hat{y}} - \dot{y} \quad \longrightarrow \quad \ddot{\mathbf{e}} = \ddot{\hat{\mathbf{y}}} - \ddot{\mathbf{y}} \tag{5.132}$$

Die Überschreitung eines Beobachterfehlerelements e_i mit Index i um einen Schwellwert $e_{\text{thresh},i}$ wird als zentrale Einklemmschutzbedingung definiert:

$$D_{\text{EKS}} = \begin{cases} 1, & e_i > e_{\text{thresh},i} \quad \vee \quad \dot{e}_i > \dot{e}_{\text{thresh},i} \quad \vee \quad \ddot{e}_i > \ddot{e}_{\text{thresh},i} \qquad i \in [1,\ m] \\ 0 \end{cases} \tag{5.133}$$

Mit dem binären Signal des detektierten Einklemmfalls D_{EKS}, welches bei Überschreitung eines der m-Beobachterfehler auf Eins gesetzt wird. Zur Plausibilisierung wird definiert, dass sich die Fensterposition im Einklemmbereich befindet, eine positive Kontrollspannung anliegt und die Anlaufphase verlassen wurde.
Insbesondere bei den Zeitgradienten wird ein Minimalwert $y_{\min,i}$ in Betracht gezogen, der die Auslöseschwelle auf einen festen Vorzeichenbereich reduziert. Die Konditionen zur Überschreitung der Auslöseschwellen $e_{thresh,i}$ aus Gl.(5.133) beschreiben ein individuelles Einklemmsignal d_i, das folgendermaßen gebildet wird:

$$d_i = \text{sign}(p_i \cdot (y_i - \underbrace{\max(\hat{y} + \Delta y_{\text{thresh},i}, \quad y_{\min,i})}_{e_{thresh,i}})) \tag{5.134}$$

für jedes Beobachterfehlerelement wird ein festes Vorzeichen $p_i \in \pm 1$ eingeführt, das die Änderungsrichtung der Ausgangsgröße im Einklemmfall beschreibt. Für den Motorstrom ergibt sich ein positives und für die drehzahlabhängigen Größen ein negatives Vorzeichen. Die Einklemmsignale s_i werden zu einem Vektor $\boldsymbol{d}$ zusammengefasst, dessen Einträge die individuellen Schwellwertüberschreitungen widerspiegeln. Über eine Erhöhung des Minimalwerts $y_{\min,i}$ kann eine Anpassung in Abhängigkeit der EKS-Eskalationstufen erfolgen, vgl. Abs. 2.2.2.

Anforderungen an das Streckenmodell
Für den beobachterbasierten EKS ergeben sich folgende Anforderungen:

- Minimierung von Modellabweichungen im Einklemmbereich
- Abbildung des Vorspannungszustands: $\hat{\sigma} = \hat{z}_W - \hat{z}_D$
- Lernfähigkeit von Lastprofiländerungen
- Integrationsschrittweite: $T_S \leq 1\text{ms}$

Da die EKS-Sensitivität durch den Beobachterfehler bestimmt wird, sollten die Abweichungen im Einklemmbereich möglichst klein ausfallen. Dies ist durch eine ausreichende Modellgüte und Parameterkenntnis zu gewährleisten. Zu den fundamentalen Eigenschaften des FH-Modells zählt die Abbildung des Vorspannungszustands $\hat{\sigma}$ durch Berücksichtigung der inneren Systemsteifigkeit. Eine Lastprofilidentifikation ist zur Anwendung der Fehlergradienten und zur Anpassung an das System als allgemeine Anforderung vorauszusetzen. Des Weiteren werden Schrittweiten von $T_S \leq 1ms$ in Betracht gezogen, die sich aus den Anforderungen an die Zeitableitungen, den auftretenden Ripplefrequenzen und der hohen Einklemmsteifigkeiten ergeben, vgl. Abb. 5.31.

Einsatz des UKF-Beobachter

Der in Abs. 5.4 aufgestellte UKFM-NN-Beobachteransatz wird nun in das vorgeschlagene EKS-Konzept eingesetzt. Für eine direkte Anwendung ist die Rotorwinkelmessung φ_M in Gl.(5.100) durch eine Drehzahlmessung ω_M zu ersetzen. Allerdings weist das durch die sensorlose Positionierung bestimmte Drehzahlsignal einen systematisch verstärkten Fehler der Winkelbestimmung auf. Um eine Beeinträchtigung der Zustandsschätzung zu vermeiden, wird der Beobachterfehler aus Gl.(5.109) nicht verändert. Stattdessen wird ein zusätzlicher einklemmschutzbezogener Beobachterfehler $\boldsymbol{e}_{\text{EKS}}$ definiert, der die Drehzahl- und Stromabweichung der beobachteten Zustände enthält:

$$\mathbf{e}_{\text{EKS}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \omega_{M,SLP} \\ I_M \end{bmatrix}}_{\text{Messung}} - \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{\omega}_M \\ \hat{I}_M \end{bmatrix}}_{\text{Referenz}} \tag{5.135}$$

Dieser wird nur zur Auslöseindikation verwendet, daher bleibt die Messgleichung in Gl.(5.99) unverändert. Die Zeitableitungen der Messsignale $\omega_{M,SLP}, I_M$ werden aus dem Scheitelpunktfilter nach Gl.(5.127) berechnet. Um eine passende Referenz zu erhalten, werden auch die beobachteten Zustände $\hat{\omega}_M, \hat{I}_M$ mit einem kontinuierlichen, diskreten Rotorwinkelabstand von $\pi/2n_p$ und einem winkelfesten Bezug zur Vorgängerumdrehung von -2π abgeleitet, vgl. Abb. 5.36.
Die Einklemmfalldetektion wird aktiviert, sobald der gelernte Zustand der Lastprofilidentifikation erreicht wurde. Dieser wird aus dem Konvergenzgrad ς^{v+} nach Gl.(5.116) bestimmt und durch einen Kalibrierungslauf unterstützt.

FH-Regelung und Zustandsmaschine

Damit eine Validierung des Einklemmschutzkonzepts erfolgen kann, ist ein Regelungskonzept notwendig, das die Stellgrößen generiert. Die Ansteuerung des FH-Systems kann in eine übergeordnete Logik und Trajektorienplanung sowie einen Regleranteil unterteilt werden, vgl. Abb. 5.37.
Der Logikanteil entspricht einer Zustandsmaschine, welche die Signale des Bedienpanels und der restlichen Fahrzeugkommunikation mit anderen Steuergeräten auswertet und daraus die Führungsgrößen an den Regler generiert. Zu den Aufgaben zählt die Bestimmung des Normalisierungszustands sowie der Umgang mit Eskalationsstufen, der Einklemmfalldetektion und des Thermoschutzes. Im normalisierten Zustand sollen Trajektorien mit weichem Start- und Stoppverlauf erzeugt werden. Für diesen Fall soll eine Geschwindigkeitstrajektorie der Fensterscheibe vorgegeben werden.

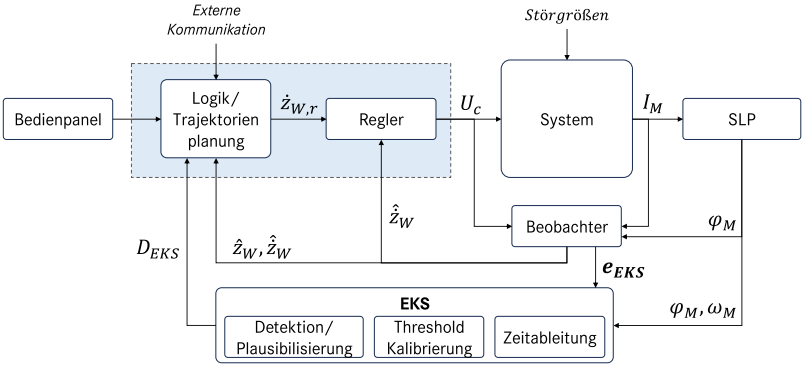


Abbildung 5.37: Aufbau der FH-Regelung mit übergeordneter Logik, Trajektoriengenerierung, Beobachter, SLP und Einklemmschutz (vereinfacht)

In der Darstellung werden EKS-Detektion und FH-Logik getrennt aufgeführt, um die Modularität zu erhöhen und den Vergleich verschiedener Detektionsansätze zu erleichtern. Zur Generierung der Motorkontrollspannung U_C wird eine PID-basierte Geschwindigkeitsregelung eingesetzt, die einen zusätzlichen Anti-Wind-Up Mechanismus besitzt und im Anhang in Abs. 8.2.3 abgebildet ist.
Parallel zum System verläuft die Zustandsbeobachtung, welche den Beobachterfehler $\boldsymbol{e}_{\mathrm{EKS}}$ generiert. Zeitableitung, Thresholdkalibrierung und Plausibilisierung des Einklemmfalls werden zu einem EKS Modul zusammengefasst. Das Signal des detektierten Einklemmfalls D_{EKS} bildet einen binären Eingang der FH-Logik, über den die Präsenz des Einklemmobjekts signalisiert wird. Die restlichen Eingänge bestehen aus externen Ansteuerungsbefehlen, dem Temperatursignal T zur Thermoschutzabschaltung sowie der beobachteten Fensterposition und -geschwindigkeit $\hat{z}_W, \hat{\dot{z}}_W$, die als Basis für die Positionierlogik dienen. Die Ausgänge bestehen aus dem Bewegungszustand s_M, vgl. Gl.(5.136) sowie der Soll-Geschwindigkeit $\hat{\dot{z}}_{W,r}$. In Abb. 5.38 ist eine vereinfachte Übersicht der obersten Ebene der FH-Logik dargestellt.
Das System kann insgesamt drei Hauptzustände einnehmen, die aus dem Stillstand, einem Bewegungszustand und dem Reversiervorgang bestehen.

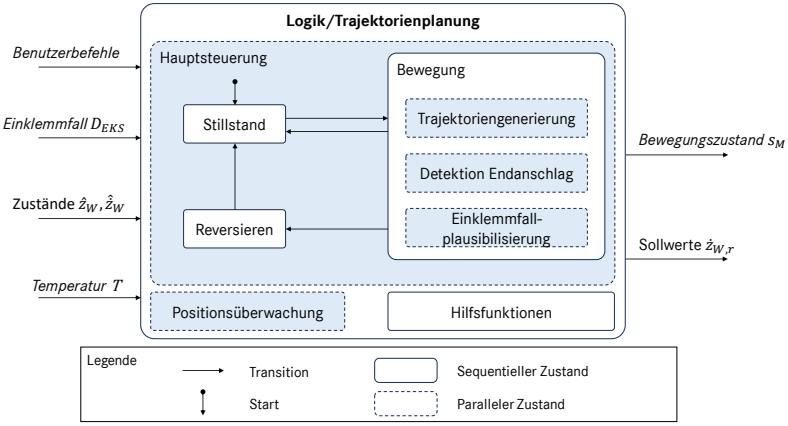


Abbildung 5.38: Top-Level Aufbau der in Stateflow implementierten FH-Logik (vereinfacht)

Mithilfe des Bewegungszustands s_M erfolgt eine Umschaltung der verwendeten Motorstellspannung. Dem Signal kann einer von drei Zuständen, bestehend aus Bewegung (0), Stillstand (1) oder Einklemmereignis (2) zugeordnet werden. Diese Differenzierung erfolgt, da der Reversiervorgang, anstelle einer Geschwindigkeitsvorgabe, stets mit maximaler negativer Stellspannung eingeleitet werden soll. Dies erlaubt eine Maximierung der Reaktionsfähigkeit, indem das Einschwingverhalten des PID-Reglers umgangen wird. Dadurch wird die zeitliche Verzögerung der Lastumkehr minimiert. Der Reversiervorgang wird mit einem sanften Stopp beendet. Für die Stellspannung des Motors folgt:

$$U_C = \begin{cases} U_R & \text{für} \quad s_M == 0 \\ 0 & \text{für} \quad s_M == 1 \\ -U_{\max} & \text{für} \quad s_M == 2 \end{cases} \tag{5.136}$$

Zudem wird der Integrator beim Umschalten auf den Reglerausgang U_R zu Null gesetzt, um einen ruckartigen Anlauf zu verhindern. Der Aufbau der Logik/Trajektorienplanung zu den Zustandsübergängen und Übergangskonditionen ist im Anhang in Abs. 8.2.3 dargestellt.

5.6 Berührungsloser Einklemmschutz

Mit einem berührungslosen Einklemmschutz soll das Einklemmobjekt durch zusätzliche Sensorik noch vor dem Eintreten eines Einklemmkraftaufbaus detektiert werden. In Tab. 4.11 sind diese Modellansätze beschrieben. Der erste Ansatz besteht aus der Detektion des Einklemmobjekts auf Basis eines kapazitiven Messprinzips. Der zweite Ansatz beschreibt eine kamerabasierte, optische Überwachung des Einklemmbereichs, die die Einklemmdetektion mithilfe von Bildverarbeitung und CNN-basierter Klassifizierung durchführt.

5.6.1 Elektrostatischer Einklemmschutz

Als Ausgangspunkt des Konzepts wird die Integration von langen Messelektroden in das umlaufende Dichtungsprofil und die Messung von Eigenkapazitätsänderungen angestrebt. Über die Elektroden wird ein elektrisches Feld aufgebaut, dessen Ausprägung von den Oberflächenpotentialen und der Polarisierbarkeit der umgebenden Komponenten bestimmt wird. Durch Einbringen eines leitenden oder nichtleitenden Einklemmobjekts wird eine Änderung des Gesamtfeldes durch die örtliche Änderung dieser Größen sowie durch elektrostatische Induktion hervorgerufen. Dies entspricht einer Eigenkapazitätsänderung der Messelektrode, welche durch die Gesetze der Elektrostatik beschrieben wird. Im ersten Teil wird das Messprinzip unter Betrachtung der geometrischen Randbedingungen am Fahrzeug genauer betrachtet. Anschließend erfolgt eine numerische Modellbildung zur Abschätzung der zu erwartenden Sensitivitäten und die Ausarbeitung eines Prototypenentwurfs.

Konzept

Zunächst werden die geometrischen Randbedingungen des FH-Systems näher betrachtet. Um in direkter Nähe zum Einklemmbereich zu liegen, wird die Elektrode in die Dachrahmendichtung entlang ihrer Längsachse von A- bis B- bzw. C-Säule integriert. Dazu wird die Extrusion eines Lochquerschnitts im einklemmnahen Bereich des Dichtungsprofils vorgesehen, durch welches die Elektrode hindurchgeführt wird. Auf diese Weise können Elektrodendurchmesser von 0.1-2.5mm ohne zusätzliche Verdickung der Seriendichtungen realisiert werden. Der Lochdurchmesser sollte klein genug gewählt werden, um Relativbewegung der Elektrode zu verhindern. Zusätzlich kann die Elektrode von einer elektrischen Isolierung umhüllt sein, falls das Dichtungsmaterial elektrische Leitfähigkeit aufweist. Ohne Isolationsmaterial können größere Elektrodendurchmesser erzielt werden. Die Anschlussstelle am Dichtungsaustritt soll mit einer Steckverbindung an das Steuergerät (ECU) überbrückt werden.

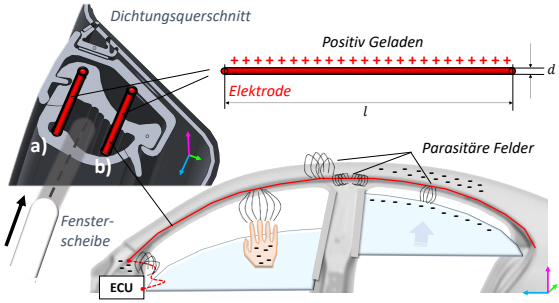


Abbildung 5.39: Beispielhafte Elektrodenplatzierung in der Dachrahmendichtung eines rahmenlosen Fzg. (oben links) in zwei möglichen Konfigurationen a) und b); Wechselwirkung der Elektrodenfeldlinien mit Einklemmobjekt und parasitäre Feldlinien einiger Haupteinflussfaktoren

Im Fall von rahmenlosen Türen verläuft die Dichtung, sowohl zwischen der Vorder-, als auch der Hintertür und besitzt eine Gesamtlänge von etwa 3m, vgl. Abb. 5.39. Für Rahmentüren würden dagegen zwei Elektroden mit Elektrodenlängen von etwa 1.5m resultieren. Eine größere Elektrodenlänge bewirkt aufgrund der größeren Elektrodenoberfläche eine höhere Eigenkapazität und eine höhere Einkopplung von parasitären Wechselwirkungen. Zudem sinkt das Verhältnis der Einklemmobjekt- zu Elektrodenoberfläche, wodurch eine prozentual kleinere Änderung resultiert, die schwieriger zu detektieren ist.
In Abb. 5.39 ist zu erkennen, dass die Elektrode mit einem Abstand von etwa 10-20mm in direkter Nähe zur leitfähigen Karosserie verläuft und im Bereich der A-Säule den Dichtungsaustritt aufweist. An die Elektrode wird ein positives Potential angelegt, das im Verhältnis zum lokalen Fahrzeugerde der Fahrzeugbatterie gemessen wird. Es sind parasitäre Wechselwirkungen mit der Karosserieoberfläche über der gesamten Elektrodenlänge zu erwarten, die ein schwaches E-Feld zwischen den Komponenten aufbauen.

Elektrisches Ersatzschaltbild

Als Nächstes wird ein elektrisches Ersatzschaltbild aufgestellt, das in Abb. 5.40 abgebildet ist. Die Elektrode kann als offene Kondensatorhälfte angesehen werden, die für ein festes Elektrodenpotential eine feste Anzahl an Ladungen auf ihrer Oberfläche speichert. Im Gegensatz zum Plattenkondensator wird die Ladungsmenge nicht durch eine einzige Potentialdifferenz, sondern durch mehrere sich einkoppelnde Komponentenoberflächen bestimmt. Des Weiteren ist die Ladungsmenge abhängig von der Fläche und den Polarisationseigenschaften der Materialien, während letztere aufgrund geringer Permittivitäten vernachlässigbar erscheinen. Für die Elektrodenoberfläche ergeben sich kapazitive Einkopplungen im Pikofarad-Bereich.

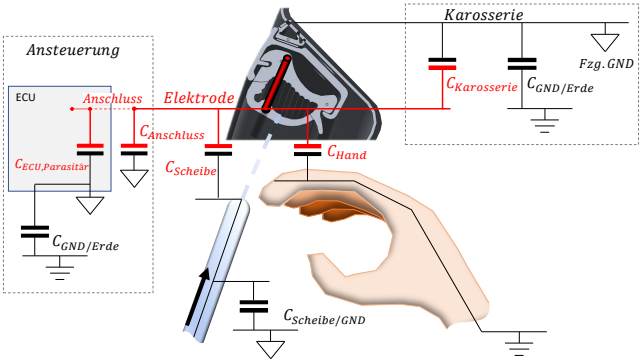


Abbildung 5.40: Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild inklusive gegenseitiger Einklemmobjektkapazität C_{Hand} sowie mögliche parasitäre Wechselwirkungen mit der Elektrode (rot) im Hinblick auf lokale und globale Erdung

In Abb. 5.40 werden insgesamt vier kapazitive Einkopplungen als Haupteinflussfaktoren in rot berücksichtigt. Diese setzen sich von links nach rechts zusammen aus $C_{\mathrm{ECU/Erde}}$, welche die Kapazität zwischen der lokalen Fahrzeug- oder Signalerdung und der globalen Erdung entspricht. Die lokale Erde, die mit dem negativen Pol der Fahrzeugbatterie verbunden ist, dient als Referenzerde für die Elektronik im Fahrzeug und stellt über die Isolierung der Reifen eine rein kapazitive Kopplung zur globalen Erde dar. Für den Bereich der erwarteten Kapazitätsänderungen von 1-10pF stellen auch die parasitären Leiterbahnkapazitäten eine Rolle, die zwischen benachbarten Leiterbahnen sowie zwischen den Leiterbahnen und der lokalen Erde auftreten. Ebenso treten

parasitäre Kapazitäten zwischen den Elektronikbauteilen der ECU auf, die ebenfalls auf die lokale Erdung referenziert werden. Leiterbahnkapazitäten und sonstige Kapazitäten der ECU mit Bezug zur lokalen Erde werden in $C_{\mathrm{ECU,parasitär}}$ zusammengefasst. Eine weitere Kapazität $C_{\mathrm{Anschluss}}$ wird von der Anschlussverbindung von ECU zur Elektrode gebildet. Die Anschlussverbindung kann aufgrund der geringen Leiterstärke auch als hochohmiger Vorwiderstand realisiert werden, der einen funktionalen Anteil erfüllt.
Die Kapazität zwischen Scheibe und Elektrode C_{Scheibe} ist abhängig von der Fensterposition und bezieht sich auf ein unbekanntes Potential der Scheibe, das durch die Dichtungsreibung beeinflusst werden könnte. Die Scheibenoberfläche besitzt eine kapazitive Kopplung $C_{\mathrm{Scheibe,Erde}}$ zur lokalen Erde, die insbesondere vom Türrahmen gebildet wird. Der Einfluss der Scheibenoberkante auf die Kapazitätsänderung der Elektrode wird im Validierungsabschnitt näher betrachtet.
Zwischen Elektrode und Hand bildet sich die gegenseitige Kapazität C_{Hand} aus, die in Relation zur globalen Erde gemessen wird. Die Relation wird vereinfachend zur globalen Erde dargestellt, da in der Realität verschiedene Erdungsfälle auftreten können. Die Kapazität C_{Hand} sollte idealerweise größer ausfallen, als die restlichen Kapazitäten, um eine robuste Detektion zu gewährleisten. Für einen praxisnahen Einsatz ist aber auch eine kleine, prozentuale Änderung der Elektrodeneigenkapazität in Abhängigkeit der Baselinestabilität ausreichend.
Auf der rechten Seite in Abb. 5.40 ist noch die Kapazität zwischen Karosserie und Elektrode $C_{\mathrm{Karosserie}}$ dargestellt, die die größte Einkopplung besitzen sollte. Bei der Karosserie handelt es sich um einen geerdeten Leiter, der mit der lokalen Fahrzeugerde verbunden ist. Da es sich um einen Leiter handelt, ergibt sich das E-Feld im Inneren des Leiters zu Null und es stellt sich ein festes Potential auf der Leiteroberfläche ein.
Die gegenseitigen Kapazitäten $C_{m,ij}$, die zwischen zwei Leiteroberflächen i, j auftreten, werden indiziert und in einer Kapazitätsmatrix zusammengefasst:

$$\mathbf{C}_m = \begin{bmatrix} C_{m,11} & C_{m,12} & \dots & C_{m,1n} \\ C_{m,21} & C_{m,22} & \dots & C_{m,2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ C_{m,n1} & C_{m,n2} & \dots & C_{m,nn} \end{bmatrix} \tag{5.137}$$

Vereinfachend werden in Abb. 5.40 einige Kapazitäten, wie die Kapazität zwischen Scheibe und Hand oder der ECU-Komponenten vernachlässigt, da sich diese nicht direkt auf die Elektrodenkapazität auswirken.
Insgesamt können vier Hauptkapazitäten definiert werden, die als parasitäre Wechselwirkung zu identifizieren sind. Bei einer Kapazitätsbestimmung der Elektrode treten diese als kapazitiver Grundwert (Baseline) auf, der durch eine kontinuierliche Nachkalibrierung korrigiert werden kann. Das Verhältnis aus der Summe der parasitären Kapazitäten zur Kapazität zwischen Elektrode und Einklemmobjekt übt einen Einfluss auf die Detektierbarkeit aus, vgl. Abb. 5.41.

Die Abbildung verdeutlicht, die absolute Rauschamplitude und nicht die Größe der parasitären Kapazitäten maßgeblich ist für die SNR und Detektierbarkeit des nutzbaren Signals. Im statischen Betrieb wird angenommen, dass sich die Oberflächenpotentiale der parasitären Kapazitäten nicht verändern.
Allerdings wäre bei größeren Verhältnissen auch eine größere Rauschamplitude zu erwarten, die die Identifikation des kleineren Anteils erschwert.

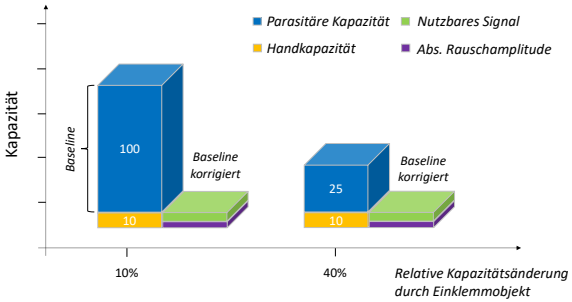


Abbildung 5.41: Veranschaulichung der relativen Kapazitätsänderung bei zwei verschiedenen Kapazitätsverhältnissen und der Einfluss des Baselinerauschens auf das nutzbare Signal

Messprinzip

Die zu messende Kapazitätsänderung entspricht einer Änderung der Oberflächen- oder Eigenkapazität der Elektrode. Als Analogie kann die Elektrode als offene Kondensatorhälfte eines Plattenkondensators angesehen werden. Dabei besteht die gegenüberliegende Seite aus einer Vielzahl an Komponentenoberflächen, die in Abb. 5.40 näher betrachtet werden. Die Beiträge der einzelnen Komponenten mit individuellen Oberflächenpotentialen und der dazwischen liegenden Permittivitäten können als gemeinsamer Gegenpol zur Elektrodenoberfläche betrachtet werden. Somit stellt die gesuchte Kapazitätsänderung die Änderung der gemeinsamen Kapazität zwischen Elektrode und Umgebung dar.

Für eine Auswertung nach der Kapazitätsänderung ist die Betrachtung der Elektrodenseite ausreichend. Die Elektrode kann als Sensor betrachtet werden, der über die Systemgrenzen hinaus eine Messung der Umgebungsbedingungen ermöglicht. Das globale Erdpotential dient als Referenz der absoluten Eigenkapazitätsänderung. Durch Veränderung der Umgebungsbedingungen ändert sich durch die elektrostatische Wechselwirkung die Anzahl an Ladungen, die auf der Elektrode gespeichert werden können. Die Gesamtladungsmenge Q_{sens}, die sich auf der Elektrode in Abhängigkeit der Potentiale einstellt, kann mithilfe der Maxwellschen Kapazitätsmatrix verallgemeinert werden, die sich aus den gegenseitigen Kapazitäten $C_{m,ij}$ zusammensetzt:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{n} C_{m,1i} & -C_{m,12} & \dots & -C_{m,1n} \\ -C_{m,21} & \sum_{i=1}^{n} C_{m,2i} & \dots & -C_{m,2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -C_{m,n1} & -C_{m,n2} & \dots & \sum_{i=1}^{n} C_{m,ni} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} \tag{5.138}$$

die Einträge der Maxwellschen Kapazitätsmatrix werden mithilfe einer Sensitivitätsanalyse in Abs. 5.6.1 bestimmt.

Für die Gesamtladungsmenge der Elektrode folgt:

$$Q_{\text{sens}} = C_{m,11} \cdot U_{\text{sens}} + C_{m,12} \cdot (U_{\text{sens}} - U_2) + .. + C_{m,1n} \cdot (U_{\text{sens}} - U_{n1}) \tag{5.139}$$

Durch Ableiten von Gl.(5.139) nach der Zeit und unter der Annahme zeitinvarianter Oberflächenpotentiale $\dot{U}_i = 0$ der parasitären Komponenten ergibt sich der Zusammenhang zum Strom:

$$\frac{Q_{\text{sens}}}{dt} = I_{\text{sens}} = \underbrace{(C_{m,11} + C_{m,12} + ..C_{m,1n})}_{C_{\text{sens}}} \cdot \frac{dU_{\text{sens}}}{dt} + U_{\text{sens}} \cdot \frac{dC_{\text{sens}}}{dt} \tag{5.140}$$

wodurch ersichtlich wird, dass sich die Elektrodenkapazität C_{sens} aus der Summe der Einzelkapazitäten bildet, das der Parallelschaltung in Abb. 5.40 entspricht.
Eine Kapazitätsänderung $\dot{C}_{\text{sens}}$ während der Lade- und Entladezyklen wird aufgrund der kleinen Kapazitäten, die zu sehr kleinen Zykluszeiten führen, vernachlässigt. Dadurch entfällt der zweite Term in Gl.(5.140).
Eine einfache Ansteuerung zur Kapazitätsbestimmung kann durch Bestimmung der Lade- und Entladezykluszeiten des offenen Kondensators realisiert werden. Dazu wird der Elektrode ein hochohmiger Widerstand R vorgeschaltet, über den Ladungen auf die Elektrodenoberfläche fließen, vgl. Abb. 5.42.

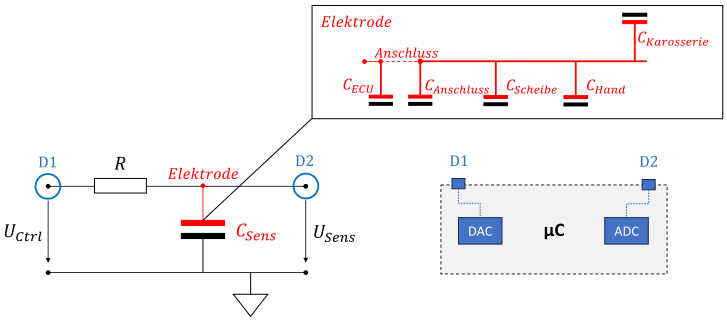


Abbildung 5.42: Elektrisches Ersatzschaltbild mit hochohmigen Widerstand zur Auswertung der Lade-/Entladezyklen am Beispiel eines Microcontrollers mit Pins D1/D2 und einem ADC- und einem DAC-Wandler

Nach der Maschenregel folgt durch Einsetzen und Auflösen von Gl.(5.140) nach U_{sens} und Integration:

$$U_{\text{ctrl}}(t) = RI(t) + \int_{t_0}^{t} \frac{I(t)}{C_{\text{sens}}} d\tau \tag{5.141}$$

daraus ergibt sich die Differentialgleichung

$$\underbrace{R \cdot C_{\text{sens}}}_{\tau_0} \dot{I}(t) + I(t) = 0 \tag{5.142}$$

welche folgende Lösung besitzt:

$$I(t) = I(t = t_0)\, e^{-t/\tau_0} \tag{5.143}$$

mit dem Initialstrom $I(t = t_0)$, der zu Beginn des Ladevorgangs $U_{\text{ctrl}}(t = t_0)/R$ und zu Beginn des Entladevorgangs $U_{\text{sens}}(t = t_0)/R$ entspricht. Für die Spannung an der Elektrodenoberfläche relativ zur Signalerde folgt:

$$U_{\text{sens,lade}}(t) = U_{\text{ctrl}}(t = t_0) \cdot \left(1 - e^{-t/\tau_0}\right) \tag{5.144}$$

$$U_{\text{sens,entlade}}(t) = U_{\text{sens}}(t = t_0) \cdot e^{-t/\tau_0} \tag{5.145}$$

mit der Zeitkonstanten $\tau_0 = RC_{\text{sens}}$, die die zu messende Lade- und Entladezykluszeit bestimmt. Da die Elektrodenkapazität im Piko- bis Femtofaradbereich liegen dürfte, wird ein hochohmiger Widerstand von 1-10MΩ verwendet. Dieser ergibt bei einer Kapazität von $50pF$ eine Zykluszeit von $\tau_0 = 50 - 500\mu s$. Zur Messung einer Kapazitätsänderung um 1pF wäre ein Vorwiderstand von 10MΩ nötig, um eine zeitliche Auflösung $10\mu s$ zu erzielen. Dies stellt Anforderungen an die Taktfrequenzen des Mikrokontrollers (μC) und die Auflösung der analog/digitalen Messumwandlung, vgl. Abb. 5.42.
Das Messprinzip ist in Abb. 5.43 veranschaulicht.

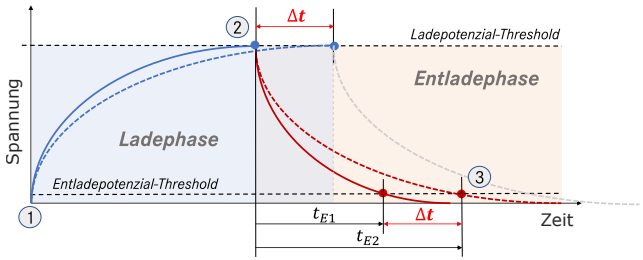


Abbildung 5.43: Zykluszeitänderung der Lade- und Entladephase durch externe Kapazitätseinwirkung

Es besteht aus alternierendem Laden und Entladen der Elektrodenoberfläche unter Messung des Elektrodenpotentials U_{sens} zur Bestimmung des Umschaltzeitpunkts. Während der Lade- und Entladephase wird ein Zähler inkrementiert, der als Zeitmessung dient. Sobald eine Phase durch Schwellwertüberschreitung zur Zielspannung $U_{\text{sens}} > U_{\text{thresh}}$ abgeschlossen ist, wird der Zähler zurückgesetzt und die ermittelte Zykluszeit zur Mittelwertbildung verwendet. Da die Dynamik des Einklemmfalls deutlich langsamer erscheint, als die Dynamik des Schaltkreises, kann ein Mittelwert aus mehreren Messungen gebildet werden, um die Genauigkeit der Zykluszeitmessung zu erhöhen. Eine Alternative zur Zykluszeitmessung wäre über Messung und Integration des Stromverlaufs möglich, welches einer direkten Bestimmung der Ladungsmenge entspricht, die auf die Elektrodenoberfläche wandert. Die so ermittelte Ladungsmenge stellt ein direktes Maß für die Kapazität dar. Allerdings wäre aufgrund der geringen Kapazitätswerte eine sehr genaue Strommessung im Nanoamperebereich erforderlich. Der Detektionsalgorithmus ist im Anhang in Abb. 8.32 dargestellt.

Sensitivitätsanalyse

Die Detektierbarkeit des Einklemmobjekts hängt von der Größe der kapazitiven Einkopplung ab, die durch das Einklemmobjekt hervorgerufen wird. Dem Einsatz am Fahrzeug unterliegen einige charakteristische Merkmale, die eine Abschätzung und Verallgemeinerung der parasitären Kopplungen aus Abb. 5.39 ermöglichen. Zu diesen charakteristischen Merkmalen zählt der Einsatz einer langen, dünnen Elektrode, die im Verhältnis deutlich länger ist als das Einklemmobjekt. Das zweite Hauptmerkmal ist, dass die Elektrode in direkter Nähe zur geerdeten Karosserie verläuft, wodurch eine hohe parasitäre Kapazität erwartet wird. Für diese zwei Hauptmerkmale soll in diesem Abschnitt eine Sensitivitätsanalyse durchgeführt werden, um die Höhe der zu erwartenden, relativen Kapazitätsänderung durch das Einklemmobjekt abzuschätzen.
Das Ziel ist die Bestimmung der gegenseitigen Kapazitäten zwischen Elektrode und Karosserie sowie zwischen Elektrode und Finger im Verhältnis zum gegenseitigen Abstand. Der Finger stellt aufgrund der kleinen Fläche einen unteren Grenzwert dar. Aus dem Absolutwert der Fingerkopplung und dem Verhältnis der beiden Kapazitäten soll die Sensitivität beurteilt werden.
Die Kapazitätsbestimmung erfolgt mithilfe des IEM-Verfahrens auf Basis einer direkten Berechnung durch Diskretisierung der Komponentenoberflächen [112]. Zusätzlich wird eine Kapazitätsauswertung nach der SEM-Methode durchgeführt, vgl. Abs. 3.7.4. Für diese wird eine Berechnung des elektrischen Feldes unter Berücksichtigung der Komponentengeometrien mittels Laplaceoperator und Finite Integral Methode aus Abs. 3.7.2 berechnet. Die Implementierung erfolgt in MATLAB unter der Verwendung eines kartesischen Koordinatensystems. Über den Einsatz von drei verschiedenen Methoden soll eine Verifikation der gefundenen Wertebereiche sichergestellt werden.

Als Referenz der Modellbildung dient der Dachrahmendichtungsquerschnitt zum rahmenlosen Fahrzeug. Die Komponentenoberflächen werden mithilfe des 2D-Querschnitts auf die x,z-Ebene des Fahrzeug-KS übertragen. Anschließend wird die so definierte Geometrie in y-Richtung wiederholt. Dadurch besitzen die Komponenten einen gleichmäßigen Abstand entlang der y-Achse. Zur Reduktion des numerischen Aufwands wird ein y-Ausschnitt von 100mm Länge betrachtet, über den eine anschließende Extrapolation der parasitären Karosseriekapazität auf die Gesamtlänge von etwa 2-3m erfolgen soll.
Die räumliche Gitterauflösung ist mit $\Delta x, \Delta y, \Delta z$=2mm in alle Richtungen gleichmäßig definiert. Dadurch ergeben sich etwa 20000 Volumenelemente und etwa 60000 Kanten und Flächen des Dual-Gitters des FIT-Ansatzes. Die gewählte Größe stellt bereits hohe Anforderungen an den Speicheraufwand, daher werden nach Möglichkeit speicheroptimierte Datentypen mit einer Länge von 8-Bit, Sparse-Matrizen und das Löschen von Zwischenergebnissen eingesetzt.
Der IEM-Ansatz bietet den Vorteil, dass nur die Oberflächen der Komponenten als einzelne, diskrete Elemente zu beschreiben sind. Dadurch reduziert sich der Speicheraufwand und es können höhere Auflösungen erzielt werden. Im Gegensatz dazu werden bei der Feldberechnung die drei Feldvektorelemente für alle Volumenelemente zwischengespeichert und es ergibt sich ein hoher Speicheraufwand zu den Gittermatrizen. Bei vorliegender Auflösung besitzt die spärlich besetzte Matrix $\tilde{\mathbf{S}}$ des FIT-Ansatzes etwa 1.3 Milliarden Elemente, von denen etwa 125-Tausend ungleich Null sind.

Die Kapazitätsmatrix zum IEM-Verfahren berechnet sich aus:

$$\mathbf{C}_{\text{iem}} = \mathbf{A}^T \cdot \mathbf{A}_{\text{iem}}^{-1} \mathbf{A} \qquad \boldsymbol{A}^{[n_p x 3]} = \begin{bmatrix} \mathbf{1}^{[n_k x 1]} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{1}^{[n_e x 1]} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{1}^{[n_f x 1]} \end{bmatrix} \tag{5.146}$$

mit der Matrix $\boldsymbol{A}$, die den Oberflächenelementen der drei Geometrien abwechselnd 1V-Oberflächenpotential zuordnet, während die anderen Oberflächen mit 0V geerdet sind. Über die Transponierte werden die so gefundenen Teilladungen Q_i in der Kapazitätsmatrix aufsummiert. Die Matrix $\boldsymbol{A}_{\text{iem}}$ berechnet sich nach Gl.(3.138). Mit der Gesamtzahl an Oberflächenelementen n_k, n_e, n_f für

Karosserie, Elektrode und Finger. Bei einem Fingerabstand zur Elektrode von 20mm ergibt sich für die beschriebene Ausgangskonfiguration folgendes Ergebnis:

$$C_{\text{iem}} = \begin{bmatrix} 2.25 & -0.54 & -0.22 \\ -0.54 & 1.04 & -0.17 \\ -0.22 & -0.17 & 0.97 \end{bmatrix} \tag{5.147}$$

Aus der Kapazitätsmatrix kann eine kapazitive Kopplung von 0.17 pF/20mm zwischen Finger und Elektrode sowie eine gegenseitige Kapazität von etwa 0.54 pF/50mm für Karosserie und Elektrode abgelesen werden. Über der Gesamtelektrodenlänge sind 11 pF/m oder 33 pF/3m für die Karosseriekopplung abzuleiten.
Für die SEM-Methode erfolgt die Kapazitätsberechnung anhand der im Feld gespeicherten Energien:

$$W = \frac{1}{2} C U^2 \longrightarrow C = \frac{2W}{U^2} \tag{5.148}$$

mit der Anregungsspannung U zwischen jeweils zwei betrachteten Komponenten, die auf 1V gesetzt wird. Die im Feld gespeicherte Energie wird über das Volumenintegral des quadratischen E-Feldes berechnet:

$$W = \frac{1}{2} \iiint_V (\mathbf{D} \bullet \mathbf{E})\, dv = \frac{\epsilon_0}{2} \iiint_V \epsilon_r(x,y,z) |\mathbf{E}|^2 \, dx\, dy\, dz \tag{5.149}$$

unter Berücksichtigung der lokalen, materialabhängigen Permittivitäten $e_r(x,y,z)$ je Volumenelement. Die Ergebnisse je Verfahren sind in Tab. 5.9 zusammengefasst.

Verfahren	$C_{12}(\frac{\text{pF}}{5\text{cm}})$	$C_{12}(\frac{pF}{3\text{m}})$	$C_{23}(pF)$	Verhältnis (%)
IEM	0.54	33	0.17	0.6
FIT	0.62	37	0.09	0.24
Laplace	1.25	75	0.21	0.28

Tabelle 5.9: Kapazitäten zwischen Karosserie (1), Elektrode (2) und Finger (3) bei einem gegenseitigen Abstand von Δs_{12}=Δs_{23}=20mm

Bei einem Finger- zu Elektrodenabstand von 20mm zeigt sich eine absolute kapazitive Kopplung zwischen 0.1-0.2pF. Auf die Gesamtlänge der Elektrode entspricht dies einer relativen Änderung von 0.25-0.5 Prozent. Da die Änderung mit <1% verhältnismäßig klein ausfällt, werden 20mm als untere Grenze der Detektierbarkeit angenommen.

Als Nächstes werden die relativen Abstände der Komponenten variiert, um die Sensitivitäten in Abhängigkeit der Komponentendistanzen zu finden. Außerdem wird zusätzlich zu einer runden Elektrode mit 4mm^2 auch eine rechteckige Elektrodenform mit einer Länge von 6mm und insgesamt 12mm^2 Oberfläche untersucht. In Abb. 5.44 sind die Ergebnisse der Kapazitätsberechnung in Abhängigkeit der Komponentenabstände Δs_{ij} dargestellt.

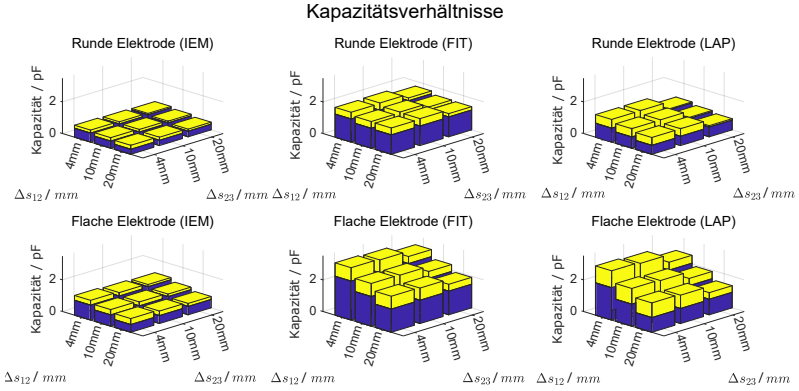


Abbildung 5.44: Berechnete Kapazitätsverhältnisse zwischen Elektrode und Karosserie (blau) sowie Elektrode/Einklemmobjekt (gelb) nach IEM, FIT und Laplace (LAP) für einen Elektrodenausschnitt von 50mm-Länge in Abhängigkeit der Elektroden zu Komponentendistanzen, für einen runden (oben) und einen flachen Elektrodenquerschnitt (unten)

Das Verhältnis aus gelber Finger-/Elektrodenkapazität zur blauen Karosserie-/Elektrodenkapazität ist ein Maß für die Detektierbarkeit. Bei dem simulierten Ausschnitt von 50mm tritt die gelbe Fingerkopplung deutlich hervor. Dagegen fällt die Relation über der Gesamtelektrodenlänge von ca. 3m um den Faktor 60 niedriger aus. Die maximale Kapazität der Fingerkopplung beträgt bei einer Entfernung von $4mm$ zur Elektrode etwa 0.5pF und die minimale Kapazität etwa 0.09pF bei einer Distanz von $20mm$. Für die flache Elektrodenform resultieren Werte von maximal 0.9pF und 0.2pF, die somit etwa um den Faktor zwei besser ausfallen, als bei der runden Elektrode.
Eine Annäherung der Karosserie- zu Elektrodendistanz bewirkt in allen Fällen nur eine geringfügige Änderung der Elektroden- /Einklemmobjektkapazität von maximal etwa 10%. Dieser Umstand wird durch die zentrale Lage der Elektrode, die identischen Oberflächenpotentiale und ähnlichen Entfernungen beider Komponenten interpretiert, wodurch eine geringe Beeinflussung der Feldstärken auf der jeweils gegenüberliegenden Seite resultiert. Allerdings ist davon auszugehen, dass bei einer Karosseriedistanz $\ll 4mm$ eine deutliche Reduktion der Einklemmobjektsensitivität entsteht, die von den höheren, karosserieseitigen Feldstärken, ähnlich zur Schirmelektrode in Abb. 8.29 c) ausgelöst werden. Für diesen Fall soll die Betrachtung des Elektrodenquerschnitts ausreichen, da eine hohe räumliche Auflösung gefordert ist, die einen hohen numerischen Aufwand bedeutet und aufgrund identischer Geometrien in y keine neuen Erkenntnisse zu erwarten sind.
Abschließend wird die Elektrodensensitivität $\frac{dC}{ds}$ ermittelt, die mit Bezug zur Kapazität C zwischen Elektrode und Einklemmobjekt und Einklemmobjektdistanz s gebildet wird. Dazu wird aus den Ergebnissen der drei Verfahren ein Minimal-, Maximal- und Mittelwert jeweils für einen festen Karosserieabstand bestimmt. In Abb. 5.45 sind die ermittelten Kapazitätsverläufe dargestellt:

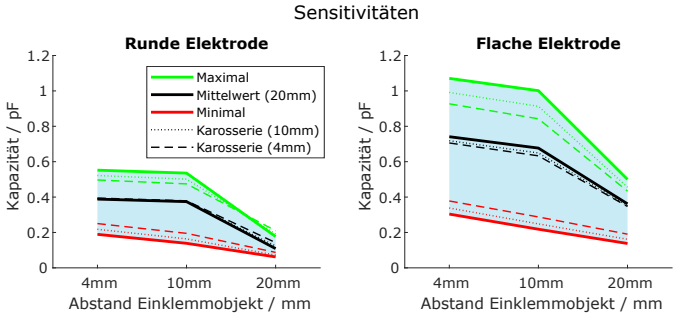


Abbildung 5.45: Änderung der kapazitiven Kopplung zwischen Elektrode und Einklemmobjekt für verschiedene Einklemmobjekt- und Karosserieabstände, die Steigung entspricht der Sensitivität der Elektrode zur Annäherung des Einklemmobjekts

Für die Sensitivitäten, die als Kurvensteigung in Abb. 5.45 zu interpretieren sind, ist ein nichtlinearer Verlauf abzulesen. Beide Elektrodenformen weisen ähnliche Verläufe auf, wobei die Absolutwerte der flachen Elektrode, aufgrund der größeren Fläche etwa 50-80% höher ausfallen. Darüber hinaus ist der geringe Einfluss der Karosseriedistanz zu erkennen, der bei etwa maximal 10% liegt und sich negativ auf die Elektrodensensitivität auswirkt. Die große Spreizung der Minimal- und Maximalwerte ergibt sich aus den unterschiedlichen Berechnungsansätzen, die dennoch einen deutlichen Indikator für den zu erwartenden Wertebereich von 0.1-1pF Einklemmobjektinteraktion sowie etwa 30pF Karosserieinteraktion liefern. Bei einer Einklemmobjektdistanz von 4mm ergeben sich somit 0.5-0.8pF, die über der Gesamtelektrodenlänge einer Kapazitätsänderung von 1-1.5% entsprechen. Die Detektierbarkeit dieser Änderung hängt maßgeblich von der Stabilität des Hintergrundrauschens ab, die am Fahrzeug empirisch zu ermitteln ist.

Verifikation

Um systematische Fehler auszuschließen, werden die numerischen Modelle nachfolgend verifiziert. Die implementierten Ansätze umfassen Modelle zur Kapazitätsbestimmung mithilfe des FIT-Verfahrens, des IEM-Verfahrens sowie des Laplace-Operators, welche auf ein dreidimensionales Gitter angewandt werden. Zur Verifikation wird eine Kapazitätsbestimmung am Plattenkondensator mit den drei Verfahren durchgeführt und mit analytischen Lösungen verglichen. Der Plattenkondensator stellt ein ideales Minimalsystem dar, das aus zwei gleichgroßen gegenüberliegenden Platten besteht, die unterschiedliche Potentiale aufweisen und durch ein Dielektrikum voneinander getrennt sind. Um die Stabilität der numerischen Schätzung vergleichbar zu machen, wird eine Parametervariation für den Plattenabstand und die Plattenfläche durchgeführt.
Anschließend erfolgt eine Verifikation der gefundenen Ladungsverteilungen, die mithilfe des IEM-Verfahrens bestimmt werden. Bei diesem existieren Singularitäten auf den Diagonaleinträgen der Matrix $\boldsymbol{A}_{iem}$, die durch eine Näherungslösung abgeschätzt werden, vgl. Gl.(3.138). Über einen Plot und eine Superposition der Lösung wird die Rekonstruierbarkeit des Ausgangssystems, die Größe der Residuen sowie die Validität der Ladungsverteilung qualitativ abgeschätzt.

Parametervariation am Plattenkondensator
Es wird ein runder Plattenkondensator mit einem Plattenradius von $r \in [1\text{m } 10\text{m}]$ und einem Plattenabstand von $d \in [2\ 20\text{m}]$ ohne Dielektrikum betrachtet. Für das FIT- und Laplace-Verfahren erfolgt eine Auswertung des dreidimensionalen E-Feldes nach Gl.(3.145). Dieses leitet sich aus dem Gradienten der Potentialverteilung $\mathbf{\Phi}$ ab, die im ersten Schritt aus den Gittermatrizen beider Verfahren gebildet wird. Für alle drei Verfahren wird eine Diskretisierungsschrittweite von $\Delta(x, y, z) = 1m$ verwendet. In Abb. 5.46 sind die resultierenden Querschnitte für ein Zwischenergebnis bei r=8m und d=10 visuell dargestellt.

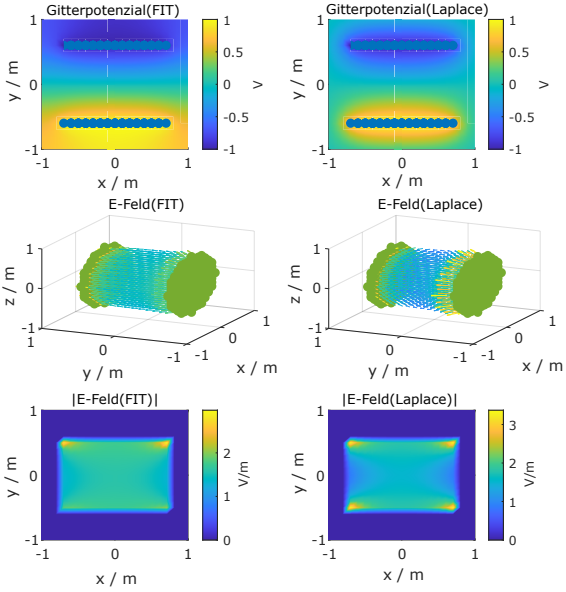


Abbildung 5.46: Lösung zur Potentialverteilung mithilfe der FIT und Laplace-Operators für einen runden Plattenkondensator, inklusive der Verteilung der elektrischen Feldlinien und des normierten elektrisches Feldes im mittigen Querschnitt zur x,y-Ebene; die Feldbetrachtung wird auf den Bereich zwischen den Kondensatorplatten beschränkt

Aus dem Vergleich der Potentialverteilung ist zu erkennen, dass die Lösung des Laplace-Operators über dem relativen Abstand zur Plattenoberfläche schneller abzuklingen scheint. Idealerweise ist ein linearer Verlauf des Gitterpotentials zwischen den festen Oberflächenpotentialen zu erwarten. Für das resultierende E-Feld zwischen den Platten ergeben sich nahezu identische Feldstärken, die durch Integration auf die zu erwartende Potentialdifferenz von $2V$ führen. Zudem ist, aufgrund des Plattenabstands, ein ungleichmäßiger Feldlinienverlauf zu erkennen, der auch als „fringing field“ bezeichnet und in analytischen Herleitungen vernachlässigt wird. Eine analytische Lösung, die diese gekrümmten Feldlinien berücksichtigt, wurde von G.R. Kirchhoff aufgestellt. In Abb. 5.47 sind die ermittelten Kapazitäten über allen Parameterkombinationen dargestellt.

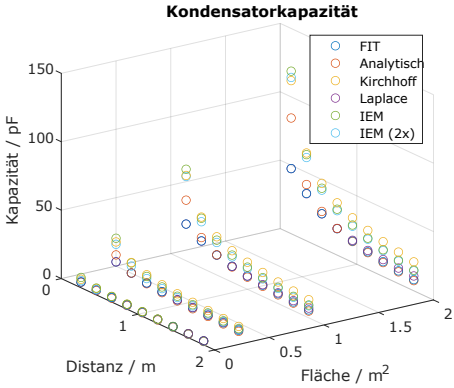


Abbildung 5.47: Kapazitäten über einer Variation der Kondensatorplattenfläche und -distanz

Aus dem analytischen Modell wird ein linearer Zusammenhang zur Fläche und ein reziproker Verlauf über dem Plattenabstand erwartet. Bei der Berechnung der Kapazitäten zum FIT- und Laplace-Ansatz nach Gl.(3.145) wird die Feldbetrachtung auf den Bereich zwischen den Kondensatorplatten beschränkt, vgl. Abb. 5.46. Die Kirchhoffsche Lösung bildet eine obere Grenze, während die klassische, analytische Näherungslösung eine untere Grenze darstellt. Die gefundenen Kapazitäten scheinen für alle Parameterkombinationen zwischen diesen Grenzwerten zu liegen und weisen für die drei Ansätze nahezu identische Kapazitätswerte auf. Für das IEM-Verfahren wird zusätzlich eine Lösung mit doppelter Auflösung (IEM 2x) berechnet, welche eine Schrittweite von Δ(x,y,z)=0.5m besitzt. Die Flächenelemente der IEM-Verfahren werden vereinfachend als quadratische Elemente angenommen, deren Kantenlängen der gleichmäßigen Diskretisierungsschrittweite Δ(x,y,z) entsprechen.

Abschließend werden die numerischen und analytisch ermittelten Kapazitäten ins Verhältnis V gesetzt, um die Spreizung der Wertebereiche zu finden. Die Verhältnisse werden für jeden der 36 Variationsschritte aus Abb. 5.47 mit den numerischen Werten $C_{\text{Verfahren}}$ und den analytischen Referenzwerten C_{Referenz} gebildet, vgl. Abb. 5.48.

$$V = \frac{C_{\text{Referenz}}}{C_{\text{Verfahren}}} \cdot 100 \tag{5.150}$$

Nach Gl.(5.150) ergeben sich Werte größer 100, falls die analytische Referenz nach dem klassischen oder kirchhoffschen Ansatz größer ausfällt, als die numerische Schätzung durch das FIT-, Laplace- oder IEM-Verfahren.

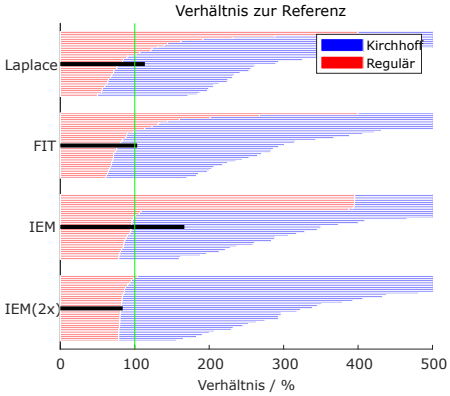


Abbildung 5.48: Kapazitätsverhältnisse zwischen den vier Verfahren und den zwei analytischen Referenzen (rort, blau) zur Parametervariation aus Abb. 5.47 mit jeweils 36 Ergebnissen; Mittelwert (schwarz)

Die Betrachtung offenbart die weite Ausgangsspreizung, die zwischen den zwei analytischen Ansätzen existiert, bei denen die kirchhoffschen Lösungen in blau bis zu sechsmal größer ausfallen, als der klassische Ansatz in rot. Zudem werden Unterschiede zwischen den Parameterabhängigkeiten der Schätzergebnisse und ihrer numerischen Stabilität deutlich.
Für das IEM (2x) Verfahren bewegen sich die Lösungen innerhalb der analytischen Grenzen, weshalb der rote Anteil strikt unterhalb der 100%-Grenze und deren blauer Anteil strikt oberhalb dieser Grenze liegt. Es ist zu erkennen, dass bei Laplace, FIT und IEM einige Ausreißer existieren, bei denen die Schätzung deutlich unterhalb des klassischen Verfahrens absinkt. Dies trifft aufgrund der Gitterauflösung auf die Grenzfälle bei sehr geringen Plattenabständen und -flächen zu. Die Ergebnisse liegen für alle Verfahren näher am klassischen, analytischen Ergebnis, daher wird der Mittelwert für diesen berechnet. Die Parallelität des roten Randes zur grünen 100%-Linie zeigt die Stabilität des Verfahrens gegenüber der analytischen Schätzung. Es ist ersichtlich, dass das IEM-Verfahren mit doppelter Auflösung am besten abschneidet. Der Vergleich über der Plattenvariation hat gezeigt, dass das Ergebnis der Kapazitätsschätzung einen hohen Toleranzbereich aufweisen kann und eine ausreichende Gitterauflösung zu gewährleisten ist. Mit den Ergebnissen der Kapazitätsschätzung sind die aufgestellten Ansätze des FIT-, Laplace- und IEM-Ansatzes verifiziert.

Verifikation der Ladungsverteilung
Mithilfe des IEM-Verfahrens kann die Ladungsdichteverteilung eines Systems aus mehreren Leitern für alle Leiteroberflächen berechnet werden. Das Verfahren basiert auf einer Diskretisierung der Leiteroberflächen in Teilflächen und der Betrachtung ihrer relativen Abstände zueinander. Die Auswertung beschränkt sich auf die diskretisierten Flächenelemente, wodurch der Berechnungsaufwand nur von der Anzahl der Elemente und nicht von der Größe des dazwischenliegenden Raumes abhängig ist.
Um Singularitäten zu vermeiden, wird eine fehlerbehaftete Näherungslösung für die Diagonaleinträge der IEM-Matrix eingeführt. Zudem können Zuordnungsfehler der indizierten Flächenelemente entstehen. Daher soll der Aufbau der IEM-Matrix verifiziert werden.

Es wird ein Plattenkondensator mit quadratischen Platten mit einer Kantenlänge von l=0.3m und einem Plattenabstand von d=1.5m betrachtet. Die ermittelten Ladungsdichten sind in Abb. 5.49 dargestellt.

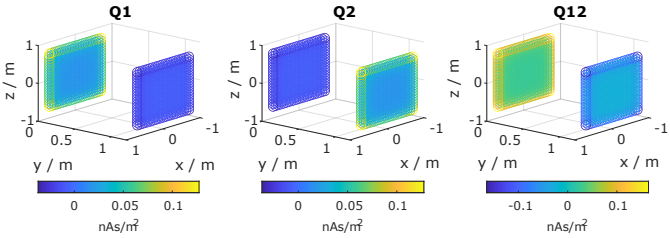


Abbildung 5.49: Flächenladungsdichte bei abwechselnder Ladung der linken Platte (Q1), der rechten Platte (Q2) und beider Platten (Q12) mit $\pm 1V$

Erwartungsgemäß häufen sich die Ladungen an den Leiterenden und an den Leiterspitzen, wodurch der Aufbau der Matrix und die Zuordnung der Elemente plausibilisiert wird. Ebenso zeigt die Ladungsverteilung zwischen den Platten, dass die Wechselwirkung der aktiven und passiven Platten durch das abwechselnde Anlegen der Oberflächenpotentiale korrekt abgebildet wird. In Q1 wird die linke Platte und in Q2 die rechte Platte mit 1V Oberflächenpotential beaufschlagt. Die jeweils gegenüberliegende Platte erfährt durch die kapazitive Kopplung eine Verringerung des Oberflächenpotentials. In Q12 wird die linke Platte positiv und die rechte Platte negativ geladen. Als Nächstes wird die gefundene Ladungsdichte aus Q12 eingesetzt und eine Superposition der diskreten Teilladungen über dem gesamten Volumen durchgeführt, vgl. Anhang Abb. 8.2.
Mit der Superposition der IEM-Lösung wird eine Betrachtung der Potentiale und E-Felder des zwischen den Leitern befindlichen Raumes ermöglicht. Als Referenz dient die Lösung zum Laplace-Operator, die auf der rechten Seite in Abb. 8.2 dargestellt ist. Aus der Abbildung wird ersichtlich, dass für beide Leiter ein korrektes Oberflächenpotenzial von $\pm 1V$ resultiert. Zudem weist die IEM-Potentialverteilung einen qualitativ gleichwertigen Verlauf zur Laplace-Lösung auf. Damit ist der Aufbau der IEM-Matrix $\boldsymbol{A}_{iem}$ verifiziert. Zusätzlich sind die gefundenen Kapazitäten zum quadratischen Kondensator im Anhang in Abb. 8.1 über einer Parametervariation dargestellt.
Anhand der aufgestellten Vergleiche zur Potentialverteilung, den Feldlinien und Feldstärken konnte die Gültigkeit der Systemmatrizen $\boldsymbol{A}_{iem}$, $\tilde{\boldsymbol{S}}$, $\boldsymbol{L}$ zu allen drei Verfahren plausibilisiert werden. Ebenso wird die Ladungsverteilung des IEM-Verfahrens visuell und numerisch durch Superposition plausibilisiert. Mithilfe der analytischen Schätzergebnisse zu den gefundenen Kapazitäten konnte die Gültigkeit der implementierten Kapazitätsschätzung nach Abs. 3.7.4 bestätigt werden. Die Verifikationsergebnisse konnten zeigen, dass die Kapazitäten sowohl für den runden als auch für den eckigen Kondensator, unter Berücksichtigung der Diskretisierungsschrittweite, innerhalb des analytischen Lösungsbereichs liegen. Als Grenzen des analytischen Lösungsbereichs werden die Näherungslösung $C = \epsilon A/d$ sowie die Kirchhoffschen Näherungen verwendet.

5.6.2 Optische Einklemmschutzabsicherung

Eine optische Erfassung des Einklemmbereichs bietet die Möglichkeit den kompletten Fensterlauf zu überwachen und situationsabhängige Maßnahmen einzuleiten, die über die Detektion von Einklemmobjekten hinausgehen. Neben einer berührungslosen Objektdetektion sollen intelligente und selbständige Reaktionen des Fahrzeugs ermöglicht werden.
Die Ausarbeitung erfolgte in Beauftragung der RPTU, die die Implementierung durchführte und den wesentlichen Beitrag zur Methodenentwicklung, Ergebnisauswertung und weiterführenden Robustheitsanalysen leistete. Die Ergebnisse werden zur Vollständigkeit hier vorgestellt, da sie die Bearbeitung der Problemstellung hinsichtlich eines berührungslosen Einklemmschutzes abrunden. Darüber hinaus erfolgte die Beauftragung im Rahmen dieser Arbeit und unter der Betreuung des Autors.

Konzept

In Abb. 5.50 ist das Ausgangskonzept für zwei verschiedene Sensorpositionierungen dargestellt.

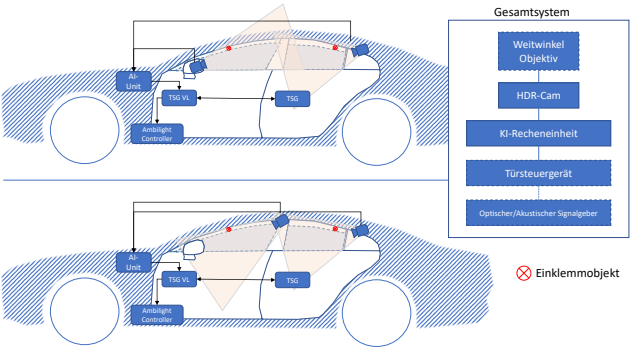


Abbildung 5.50: Prinzipskizze des Aufbaus zur optischen EKS-Absicherung

Die eingesetzten HDR-Kameras verfügen über Weitwinkelobjektive und sind an eine Recheneinheit angeschlossen, welche die Sensordaten auswertet und Steuersignale generiert. Da eine echtzeitfähige Auswertung anhand von neuronalen Netzen aus dem Modellansatz hervorgeht, wird eine KI-Recheinheit mit entsprechender HW-Beschleunigung als Anforderung definiert. Die generierten Steuersignale werden von den Türsteuergeräten (TSG) sowie von einem Signalgeber empfangen, die den Reversiervorgang und/oder ein akustisches oder optisches Warnsignal einleiten.
Folgende Funktionsumfänge sollen umgesetzt werden:

Funktionsumfang:

1. **Einklemmfallklassifizierung**: Objektdetektion im Fensterlauf
2. **Fensterkantenregression**: Kontinuierliche Ermittlung der Fensterhöhe
3. **Objektklassifizierung**: Diversifizierte Reaktionen, Fahrerinteraktion, Plausibilisierung
4. **Zuverlässigkeitsbewertung**: Bewertung der Kamerasicht und Ergebniskonfidenz
5. **Situationserkennung**: Identifikation von Gefahrensituationen

Aufbau der neuronalen Netze

Zur Implementierung der fünf Funktionsumfänge bestehend aus einer Einklemmfall-, einer Objekt-, einer Verdeckungsklassifikation und einer Fensterkantenregression wird ein Aufbau aus parallel verschalteten CNN-Netzen eingesetzt. Mithilfe von CNN-Netzen kann eine Klassifikation von Einzelbildern erfolgen, indem Merkmale detektiert werden, die zuvor antrainiert wurden. Je CNN-Netz wird eine der Basisfunktionen abgebildet, welche durch einen eigenen, funktionsspezifischen Trainingsdatensatz eingelernt werden. Durch den Einsatz einer Parallelschaltung können einzelne Netze isoliert und nach ihren Rechenzeiten ausgewertet werden. Auf diese Weise kann eine gezielte Optimierung der Netzstrukturen durchgeführt werden, um die Anforderungen an die Gesamtrechenzeit unter Beachtung der Funktionsanforderungen nicht zu überschreiten. Diese fallen für die Einklemmfalldetektion, zur Gewährleistung der Reaktionsfähigkeit, im Vergleich zu den anderen Funktionen höher aus.

Im Laufe der Modellbildung hat sich der Einsatz von DenseNet-Architekturen durchgesetzt, die zur Umsetzung aller Funktionsanteile verwendet werden, vgl. [122]. Zu den Vorteilen gegenüber anderen CNN-Strukturen wie z.B. den weit verbreiteten ResNet-Architekturen zählt eine verbesserte Fehlerpropagation mit höheren Fehlergradienten sowie kompaktere Netzstrukturen, [135]. Die Vorteile ergeben sich aus der namensgebenden Propagation innerer Netzschichtausgänge an entfernte Netzschichteingänge. Dadurch entsteht eine Wiederverwendung von detektierten Merkmalen, welche zu einer Reduktion der benötigten Netztiefe und Netzschichtanzahl beiträgt. Zudem führt eine geringere Netztiefe und die kürzeren Verbindungen zum Netzausgang zu einer Verstärkung der Fehlergradienten, wodurch die Trainingsqualität innerer Netzschichten verbessert wird.
Der Aufbau der funktionalen Anteile in Form einer Parallelschaltung aus CNN-Netzen ist in Abb. 5.51 dargestellt.

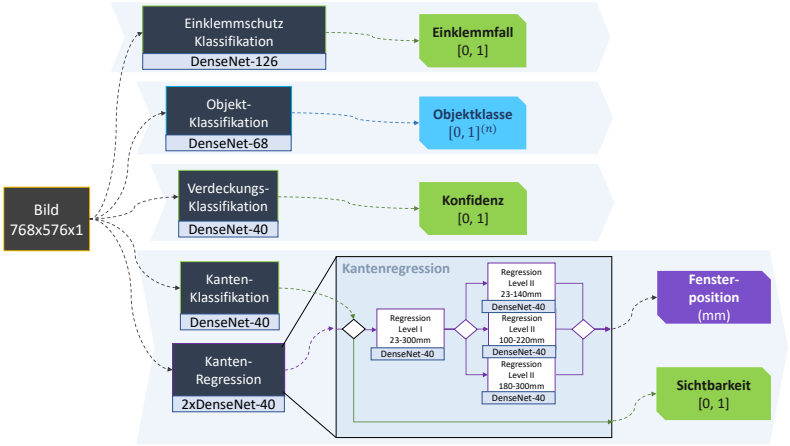


Abbildung 5.51: Aufbau der parallelen Dense-Net Strukturen zum Funktionsumfang der optischen EKS-Absicherung

Den gemeinsamen Eingang der CNNs bildet das Einzelbild der Kamera mit einer Auflösung von 768x576 in Graustufen. Dieses wird an das DenseNet-126 der Einklemmschutzklassifikation, dem DenseNet-68 der Objektklassifikation und den DenseNet-40 der Verdeckungs-, Kantenklassifikation und Kantenregression propagiert, deren Hyperparameter im Anhang in Tab. 8.33 aufgeführt sind. Die Kantenregression gliedert sich in zwei Vorstufen, von denen die erste die Sichtbarkeit der Fensterkante bestimmt. Falls die Sichtbarkeit vorhanden ist, wird zunächst eine grobe Regression der Fensterposition durchgeführt, die ein Kantensignal mit geringer Genauigkeit liefert. Anschließend wird in Abhängigkeit der Voridentifikation eines der drei Folgeregressionsnetze verwendet, um ein genaueres Kantensignal zu generieren. Dieses Vorgehen liefert bessere Ergebnisse, als der Einsatz eines einzelnen Netzes, das eine Regression über der gesamten Fensterposition durchführt.
Das Ausgangssignal der Einklemmfallklassifikation entspricht dem Ausgang einer Softmax Funktion, die als Wahrscheinlichkeit zwischen Null und Eins interpretiert werden kann. Das Einklemmsignal wird über eine Auslösschwelle in ein binäres Signal umgeformt. Weitere binäre Klassifikationen werden durch das Verdeckungssignal und die Kantensichtbarkeit generiert. Die Objektklassifikation liefert mehrere Ausgangssignale in Abhängigkeit der Netzausgangsgröße, die die Anzahl der zu identifizierenden Klassen und deren Wahrscheinlichkeiten darstellt. Zur Bestätigung der Konzepttauglichkeit werden drei Klassen, bestehend aus einem Stabobjekt, einer Hand und einem neutralen Zustand, antrainiert, die eine situationsabhängige Reaktion ermöglichen. Den letzten Netzausgang bildet die Fensterkantenposition, welche einen kontinuierlichen Wert zwischen der minimalen und maximalen Fensterposition annimmt und in der FH-Regelung eingesetzt werden soll. Somit ergeben sich für das optische Einklemmschutzkonzept insgesamt fünf Ausgänge.

Kapitel 6

Validierung

Mit der Validierung werden die im vorherigen Abschnitt aufgestellten Methoden und Konzepte anhand von Messungen am realen System erprobt. Das Validierungskapitel gliedert sich in sechs Unterkapitel. Zunächst werden in Abs. 6.1 die Parameter der Motormodelle sowie die Systemsteifigkeiten und -zeitkonstanten eines FH-Systems identifiziert. Anschließend erfolgt eine Validierung der SLP-Modelle in Abs. 6.2, welche in den beobachterbasierten Ansätzen zur Auswertung des Motorstroms eingesetzt werden. Daraufhin wird der Ansatz des UKFM-NN zur Lastprofilidentifikation und Zustandsbeobachtung in Abs. 6.3, mithilfe von vergleichbaren Beobachtermodellen validiert. Im Anschluss erfolgt die Validierung des beobachterfehlerbasierten, indirekten Einklemmschutzkonzepts in Abs. 6.4. Dieses wird sowohl nach der Reaktionsfähigkeit als auch nach der Korrelation der beobachtergenerierten Referenzwerte ausgewertet. Abschließend werden die Prüfstands- und Fahrzeugversuche zu den berührungslosen, direkten Einklemmschutzkonzepten ausgewertet. Diese bestehen aus Messungen zum elektrostatischen EKS in Abs. 6.5 und den Ergebnissen des optischen EKS in Abs. 6.6, welche eine Robustheitsanalyse umfassen. Des Weiteren sind ergänzende Validierungsergebnisse im Anhang in Abs. 8.1.2 aufgeführt. Am Ende jedes Validierungsabschnitts folgt eine Ergebnisdiskussion.

6.1 Parameteridentifikation

Eine Motorparameteridentifikation bildet die Grundlage zur Parametrisierung der Motormodelle sowie zum Abgleich von Datenblattwerten und der Einhaltung der angegebenen Toleranzbereiche. Außerdem sollen Streckenmodellabweichungen reduziert werden, um Störanteile auf die Zustandsbeobachtung zu minimieren.

6.1.1 Lineare Motorparameteridentifikation

Das zu identifizierende System entspricht dem linearen Motormodell aus Gl. (3.94). Die Parameteridentifikation wird nach Abs. 5.1.3 durchgeführt.
Zur Identifikation der Parameterwerte sollen ausschließlich Motorkennlinienverläufe eingesetzt werden, welche das Verhalten des Motors über dem gesamten Drehmomentbereich beschreiben. Dies bietet den Vorteil eines einheitlichen Vermessungs- und Identifikationsvorgangs. Allerdings werden nicht alle Parameterwerte, wie das Trägheitsmoment, optimal angeregt, vgl. Tab. 5.4. Die Identifikationsgüte soll durch eine anschließende Simulation des Kennlinienverlaufs bewertet werden.

Aufbau der Prüfstände

Bei der Vermessung der Motorkennlinie wird das anliegende Lastmoment τ_L linear erhöht bis der Blockzustand erreicht ist. Ausgehend vom unbelasteten Zustand wird das Lastmoment über eine Bremse appliziert. Der unbelastete Zustand entspricht dem Leerlauf des Motors, dessen Lastmoment

aus den inneren Reibeinflüssen besteht. Die Messung erfolgt mit konstanter Eingangsspannung und es werden Motorstrom, -drehzahl und -drehmoment als Messgrößen aufgezeichnet. Der Drehmomentbereich von FH-Motoren liegt bei etwa ±15Nm sowie Drehzahlen von bis zu 100U/min und wird durch die Selbsthemmung des Getriebes beeinflusst. Für den Prüfstandsaufbau ergeben sich weitere mechanische Anforderungen an die Steifigkeit des Aufbaus, die Montierbarkeit des FH-Motors und der Minimierung zusätzlicher Trägheitsmomente. Die Steifigkeitsanforderungen bestehen aus einer stabilen, oszillationsfreien Lagerung der Messwelle sowie einer Maximierung der Torsionssteifigkeit, indem die Messwelle möglichst kurz gestaltet wird. Durch eine Reduktion des Messwellendurchmessers wird zudem das Trägheitsmoment reduziert. Damit eine Identifikation des Rotorträgheitsmoments erfolgen kann, ist das abtriebseitige Trägheitsmoment der Messwellenkomponenten zu bestimmen und von dem Identifikationsergebnis zu subtrahieren. Zur Aufbringung des Lastmoments wird eine Magnetpulver-Bremse eingesetzt, die Lastmomente von bis zu 20Nm erzeugen kann, vgl. Abb. 6.1.

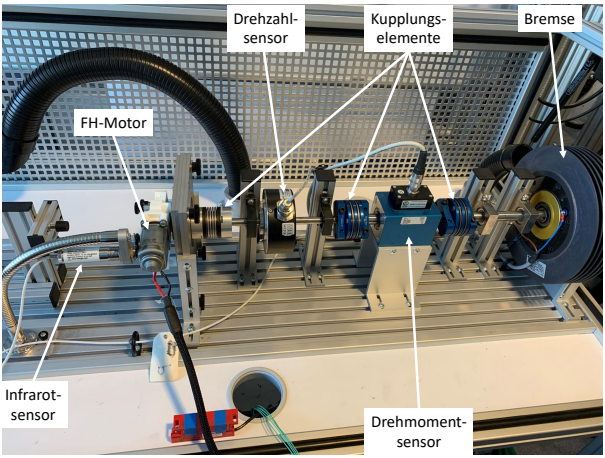


Abbildung 6.1: Aufbau des Motorprüfstands A

Der Motor wird auf der linken Seite über drei Schrauben an die Motorlagerung angeschraubt und über ein Kupplungselement mit der Messwelle verbunden. Hinter dem ersten Kupplungselement folgt ein Präzisionswinkel- und Drehzahlsensor mit einer Auflösung von 0.1°. Dahinter folgt ein Drehmoment-/Drehzahlsensor, der zur Messung des Drehmoments verwendet wird und einen Messbereich von ± 30Nm bei einer Messgenauigkeit von 0.1% bietet. Auf der gegenüberliegenden Seite ist die Magnetfeldbremse am Wellenende montiert. Die Strommessung erfolgt über einen Messshunt in einem Bereich von ± 50A mit einer Auflösung von etwa 50mA.

Identifikationsergebnisse

Zur Identifikation der Parameterwerte werden Identifikationsmatrizen aufgestellt, die sich aus den Messdaten des Prüfstands zusammensetzen, vgl. Abs. 5.1.3. Das Identifikationsergebnis wird maßgeblich durch die Konditionszahl der Identifikationsmatrix $\mathbf{\Phi}^T\mathbf{\Phi}$ beeinflusst. Da Messdaten und Parameteranregung in unterschiedlicher Qualität vorliegen, wird eine Vorselektion des verwendeten Datenbereichs durchgeführt. Zudem existieren verschiedene Möglichkeiten die Parametereinflüsse entweder einzeln in einer mehrstufigen Identifikation oder gemeinsam in einer kombinierten Identifikationsmatrix abzubilden.

Die zu identifizierenden Parameterwerte setzen sich zusammen aus dem Ankerwiderstand R, der Ankerinduktivität L, dem Kabelbaumwiderstand R_H, dem Trägheitsmoment θ_M, dem Wirkungsgrad η, dem Reibkoeffizienten f_v sowie den Motorkonstanten k_M, k_ω. Bei einer linearen Lasterhöhung entspricht der Geschwindigkeitsverlauf einer Geraden, wodurch die Beschleunigung einen konstanten Wert annimmt. Dies erschwert die Identifikation des Trägheitsmoments, aufgrund des geringen konstanten Einflusses auf das Lastmoment, der eine geringe Sichtbarkeit besitzt. Da die Winkelbeschleunigung nicht direkt gemessen wird, wird sie als Steigung zu einem linearen Geschwindigkeitsverlauf angenähert:

$$\boldsymbol{\Phi}_a = \boldsymbol{t}, \qquad \boldsymbol{c} = \boldsymbol{\omega}_M, \qquad p = \dot{\omega}_M \tag{6.1}$$

Es ergeben sich Beschleunigungen von etwa $10krad/s^2$, die bei Motorträgheiten von etwa $10\mu kgm^2$ zu Trägheitseffekten im Bereich von $10mNm$ führen. Aufgrund der im Vergleich zum Lastmoment geringen Trägheitseffekte und der fehlenden Sichtbarkeit wird das Trägheitsmoment von der Identifikation ausgeschlossen. Ebenso wird die Ankerinduktivität L von der Identifikation ausgeschlossen, da aufgrund der geringen zeitlichen Stromänderung $\dot{I}$ nur sehr kleine Selbstinduktionsanteile resultieren.
Mit folgendem Parametervektor und Identifikationsmatrix wird eine einstufige Identifikation definiert, die auf den Motorprüfstand und die Kennlinienvermessung angepasst ist:

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{I} & \boldsymbol{\omega}_M & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} \\ \boldsymbol{0} & \boldsymbol{0} & \boldsymbol{I} & -\omega_M \end{bmatrix}, \qquad \boldsymbol{c} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{U} \\ \boldsymbol{\tau}_L \end{bmatrix}, \qquad \boldsymbol{p} = \begin{bmatrix} R, & k_\omega, & k_M, & f_v \end{bmatrix}^T \tag{6.2}$$

Als mehrstufige Identifikation wird eine getrennte Identifikation der elektrischen und mechanischen Parameter umgesetzt. Es folgt eine getrennte Identifikation des Ankerwiderstands R im Blockzustandsintervall bei $\omega_M = 0$, eine getrennte Identifikation der Drehzahlkonstanten k_w im Leerlauf bei $\tau_L = 0$ sowie eine getrennte Identifikation der Reib- und Drehmomentkonstanten f_V, k_M, anhand folgender drei Ausgangsgleichungen:

$$\boldsymbol{I}_{\text{block}} \cdot R = \boldsymbol{U}_{\text{block}} \tag{6.3}$$

$$\boldsymbol{\omega}_{\text{leer}} \cdot k_w = \boldsymbol{U}_{\text{leer}} - \boldsymbol{I}_{\text{leer}} \cdot R \tag{6.4}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{I} & \boldsymbol{\omega}_M \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} k_M \\ f_v \end{bmatrix} = \tau_L \tag{6.5}$$

Zunächst soll untersucht werden, ob eine mehrstufige, isolierte Identifikation der Parameter zu einer Verbesserung des Schätzergebnisses führt. Dazu wird eine Motorkennlinie am Motorprüfstand A bei 10V-Eingangsspannung aufgezeichnet, vgl. Abb. 6.2. Die Ankerinduktivität und das Trägheitsmoment werden zur Simulation des Motors mit L=2.24mH und θ_M=9.8μkgm^2 initialisiert.

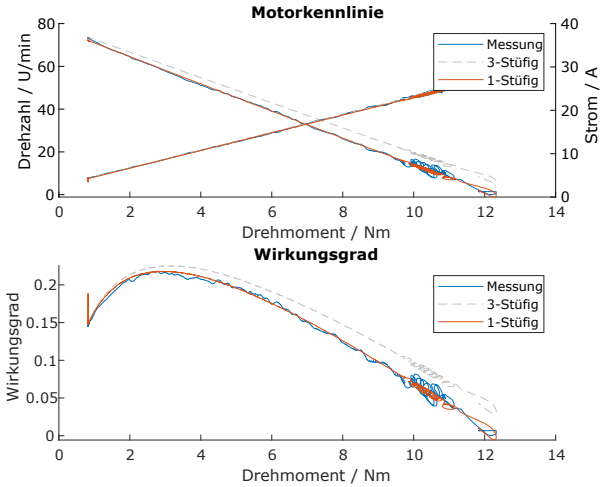


Abbildung 6.2: Gemessene und identifizierte Motorkennlinie am Motorprüfstand A

Der Drehzahlverlauf fällt über dem Drehmoment, während der Stromverlauf linear ansteigt. Die Simulation zur einstufigen Identifikation zeigt ein nahezu ideales Ergebnis, während die mehrstufige Identifikation einen verschobenen Offset aufweist. Die identifizierten Parameterwerte der einstufigen und mehrstufigen Identifikation sind in Tab. 6.1 aufgeführt.

	R(mΩ)	k_w(mV/rad)	k_M(mNm/A)	f_v(μNms/rad)
1-stufig	329.1	15.3	26.4	116
3-stufig	298.7	15.2	26.4	116

Tabelle 6.1: Identifizierte Parameterwerte am Motorprüfstand A

Die Widerstandsdifferenz von etwa 30mΩ ist als Auslöser der Offsetabweichung zu betrachten, die einen systematischen Folgefehler in der Identifikation der Drehzahlkonstante hervorruft, vgl. Tab. 6.1. Die Ergebnisse deuten darauf hin, dass eine einstufige Identifikation ausreichend ist und eine getrennte Identifikation das Risiko auf systematische Fehler erhöht.
Die Messung in Abb. 6.2 weist sichtbare Oszillationen im Bereich zwischen 11-12Nm auf, die durch Resonanzen des Prüfstandaufbaus entstehen. Aus diesem Grund werden Folgemessungen am Motorprüfstand B durchgeführt. Dieser bietet höhere Steifigkeiten und Messgenauigkeiten, weshalb die Betrachtung auf die zwei Drehrichtungen zum Links- und Rechtslauf des Motors sowie auf unterschiedliche Eingangsspannungen erweitert wird. Um den Einfluss des Motors auszuschließen, werden zudem neue FH-Motoren verwendet. Die neuen Motorkennlinien sind in Abb. 6.3 für Eingangsspannungen zwischen 4-10V dargestellt.

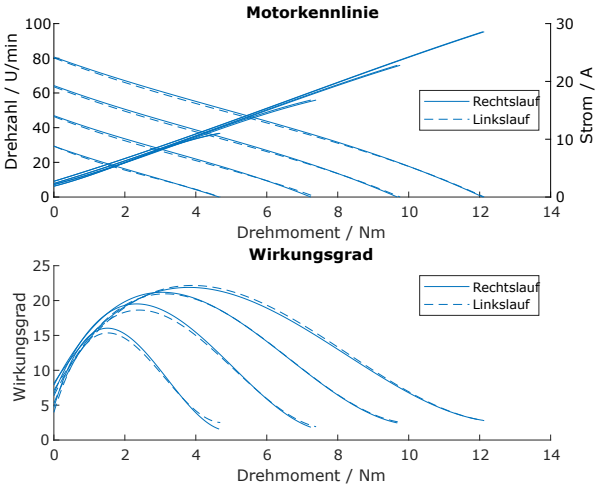


Abbildung 6.3: Gemessene Motorkennlinien und Wirkungsgrade am Motorprüfstand B

Für den Rechtlauf und Linkslauf sind nur geringe Unterschiede sichtbar, deren Ausprägung über die geometrische Beschaffenheit der Zahnflanken interpretiert wird. Das Abwälzen der Schnecke auf dem Schneckenrad kann je nach Drehrichtung zu unterschiedlichen Reibverläufen führen. Die einstufige Identifikation wird für die 10V-Messung durchgeführt und die identifizierten Parameterwerte für Eingangsspannungen zwischen 4V-14V simuliert. Hierbei ist anzumerken, dass die Motoren eine vorgeschriebene Grenzspannung von 10V Eingangsspannung aufweisen, um Beschädigungen vorzubeugen.
Die Ergebnisse der Simulationen sind in Abb. 6.4 dargestellt. Die Simulationsergebnisse zeigen, dass sich die identifizierten Parameterwerte der 10V-Messung zur Extrapolation über dem gesamten Spannungsbereich eignen. Der Kennlinienverlauf deutet auf eine sehr gute Identifikation hin, da die linearen Steigungen und Achsenabschnitte korrekt widergegeben werden.
Für die Verläufe resultieren bei 10V die größten Übereinstimmungen, die mit kleinerer werdender Eingangsspannung absinken. Dabei erhöht sich der Fehler vorrangig in den Achsenabschnitten, während die Linearität des Verlaufs eingehalten wird. Aus den Wirkungraden ist ein konstanter Maximalwert abzulesen, der nicht den realen Verläufen entspricht.

Eine Verbesserung könnte durch Identifikation mit weiteren Datenpunkten zu diesen Spannungsbereichen erzielt werden. Allerdings stellt eine Eingangsspannung von 10V den Großteil des systemseitigen Motorbetriebs dar. Deshalb wird eine maximale Übereinstimmung für diesen Spannungsbereich angestrebt. Des Weiteren könnte ein spannungsabhängiger Wirkungsgrad verwendet werden, der eine nichtlineare Erweiterung des Modells darstellt. In Tab. 6.2 ist ein Vergleich der Parameterwerte zwischen der vorangegangenen Identifikation am Motorprüfstand A und Motorprüfstand B aufgeführt.

mit den drei festen festgesetzten Parameterwerten L, η, θ_M, die als a-priori Werte angenommen werden, vgl. Tab. 6.3:

Der Vergleich der identifizierten Parameterwerte zwischen Motorprüfstand A/B zeigt ein nahezu identisches Ergebnis. Die Abweichungen können aus den Fertigungstoleranzen der baugleichen

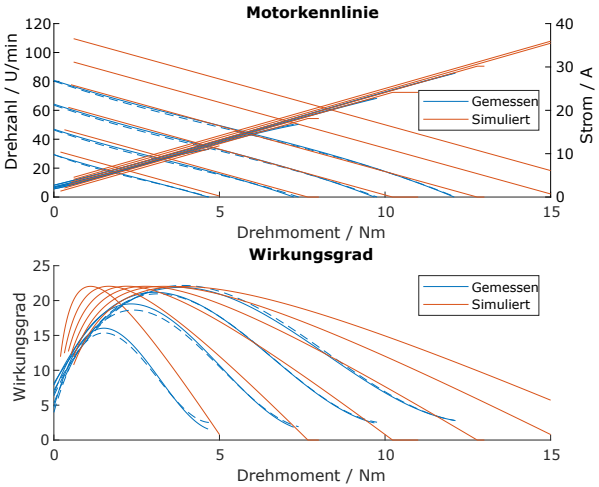


Abbildung 6.4: Gemessene und identifizierte Motorkennlinien am Motorprüfstand B für 4V-14V Eingangsspannung

	R(mΩ)	k_w(mV/rad)	k_M(mNm/A)	f_v(μNms/rad)
A	329.1	15.3	26.4	116
B	331.4	14.9	25.2	96

Tabelle 6.2: Vergleich zwischen den identifizierten Parameterwerten an Motorprüfstand A und B

Motoren resultieren, vgl. Tab. 6.2. Nachfolgend werden die Parameterwerte zu Motorprüfstand B weiterverwendet.

6.1.2 Nichtlineare Motorparameteridentifikation

Zur Identifikation des nichtlinearen, kommutierenden Motormodells mit selbsthemmenden Getriebe aus Gl.(5.2) wird eine nichtlineare Parameteridentifikation eingesetzt. Das Modell besteht aus insgesamt elf Parametern, von denen sieben Parameter dem linearen Modell und vier Parameter dem Schneckengetriebemodell zuzuordnen sind. Zu den zu identifizierenden Schneckengetriebeparametern zählt der Steigungswinkel γ, der Flankenwinkel α, der Reibkoeffizient μ sowie die Trägheitsmomente θ_1, θ_2. Die Identifikation erfolgt mithilfe von numerischen Optimierungsverfahren durch Minimierung der Gütefunktion nach Gl.(5.16), worüber eine Fehlerminimierung der simulierten Motorkennlinie erzielt werden soll. Als Optimierungsverfahren wird eine Simplex-Suche

L(mH)	η	θ_M(μkgm^2)
2.24	0.23	9.8

Tabelle 6.3: Zur linearen Parameteridentifikation angenommene a-priori Werte

eingesetzt, da die Parameterwertebereiche bekannt sind. Um die Identifikation zu unterstützen, werden Startpunkte und Wertebereiche für die Parameter definiert.

Identifikationsergebnisse

Als Referenzverlauf wird die 10V Messung und eine Integrationsschrittweite von 1ms verwendet. Bereits nach 200 Iterationen zeigt sich ein konvergierendes Verhalten, das sich bei einem normierten Fehler der Geschwindigkeits- und Stromabweichungen von 2.4% bewegt. Nach 500 Iterationen wird die Identifikation abgebrochen, da keine weitere Verbesserung erzielt wird. Die simulierten Kennlinienverläufe und Wirkungsgrade des nichtlinearen Motormodells sind in Abb. 6.5 dargestellt:

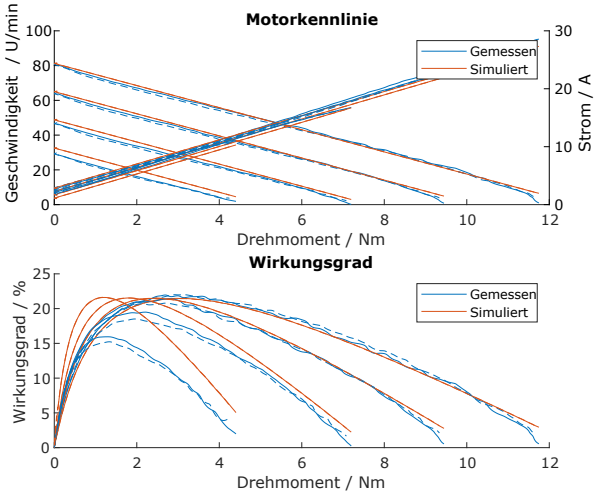


Abbildung 6.5: Simulierte Motorkennlinien des nichtlinearen Motormodells

Der Kennlinienverlauf weist ein ähnliches Ergebnis zum linearen Motormodell in Abb. 6.4 auf. Die Wirkungsgrade zeigen eine verbesserte Übereinstimmung im Bereich niedriger Drehmomente im Vergleich zur linearen Identifikation. Außerdem sind bei der Simulation des nichtlinearen Modells Unterschiede zwischen Rechtslauf und Linkslauf zu erkennen, die allerdings geringer ausfallen, als in den gemessenen Verläufen. Aufgrund der sehr guten Ergebnisse erscheint eine Optimierung des Identifikationsverfahrens vernachlässigbar. In Tab. 6.4 ist ein Vergleich zwischen den identifizierten Parameterwerten der linearen und nichtlinearen Identifikation aufgeführt:

	R(mΩ)	L(mH)	k_w(mV/rad)	k_M(mNm/A)	f_v(μNms/rad)	θ_M(μkgm^2)
Linear (B)	329.1	(2.24)	15.3	26.4	116	(9.8)
Nichtlinear	339.4	2.17	14.5	0.7	33	1.0

Tabelle 6.4: Vergleich der identifizierten Parameterwerte zum linearen und nichtlinearen Motormodell

Die Parameterwerte des nichtlinearen Modells ähneln den identifizierten Werten der linearen Identifikation. Allerdings zeigt sich eine deutliche Abweichung der Motorkonstante k_M, die über eine reduzierte Reibung f_v und das Schneckengetriebemodell kompensiert wird. Auch die Trägheitsmomente

nehmen trotz geringer Parameteranregung realistische Werte an. Die Schneckengetriebeparameter, die ausschließlich im nichtlinearen Motormodell auftreten, sind in Tab. 6.5 aufgeführt.

$\alpha(°)$	$\gamma(°)$	μ	$\theta_1(\ \mathrm{kgm}^2)$	$\theta_2(\mathrm{kgm}^2)$
14	8	0.000002	0.0033	0.000001

Tabelle 6.5: Identifizierte Schneckengetriebeparameter des nichtlinearen Getriebemodells

Als Nächstes wird das nichtlineare Motormodell über dem gesamten Drehmomentbereich nach den Rippleamplituden ausgewertet. Die Rippleamplituden sind für die Simulation des FH-Systems relevant und werden mit der Scheitelpunktdetektion aus der Differenz aufeinanderfolgender Minima und Maxima gebildet. Als Grundlage dienen die Kennlinienmessungen von 4V-10V aus Abb. 6.5. Der Verlauf der Rippleamplituden ist in Abb. 6.6 über dem Strom, der Drehzahl und dem Drehmoment dargestellt:

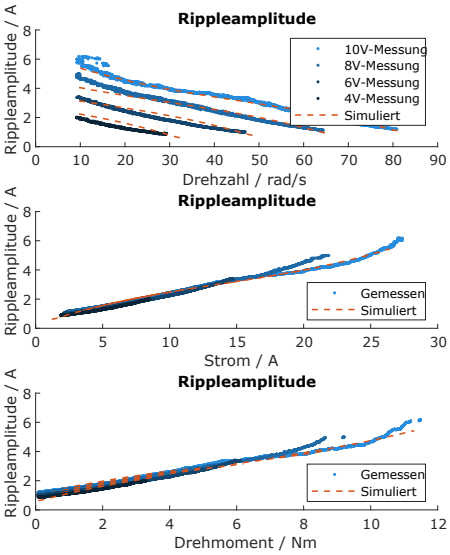


Abbildung 6.6: Gemessene und Simulierte Rippleamplituden des identifizierten, nichtlinearen Motormodells,

Die simulierten Amplituden zeigen einen qualitativ gleichwertigen Verlauf mit einer 90-95%-igen Übereinstimmung zu den Messdaten. Aus den Messungen ist der nichtlineare Verlauf der Amplitude zu erkennen, der bei höheren Spannungen stärker ausgeprägt ist und dessen Kurvenverlauf durch die Simulation in etwa nachgebildet wird. Ab einer Grenze von etwa 6Nm Lastmoment ist ein Kurvenübergang zu erkennen, der in den Simulationen schwächer ausgeprägt ist. Zudem entstehen hohe Gradienten kurz vor dem Block, die von der Simulation nicht korrekt nachgebildet werden. Dies deutet darauf hin, dass Modellabweichungen vorliegen, die eine Verbesserung des Ausgangsmodells oder der Parameteridentifikation erfordern.

Mit den Parameterwerten des Motormodells können zudem die Parametersensitivitäten der Rippleamplitude aus Abs. 5.2.1 berechnet werden. Die Sensitivitäten sind im Anhang in Tab. 8.4 aufgeführt.

6.1.3 Motortemperaturmodellidentifikation

Mit dem in Abs. 5.1.2 aufgestellten Temperaturmodell soll die Erhitzung des Motors nachgebildet werden. Die Modellierung erfolgte über einen Lumped-Node Ansatz zur Wärmeleitung sowie vier verschiedenen analytischen Anregungsmodellen. Die Anregungsmodelle bilden den Wärmeeintrag der dissipierten Energien, bestehend aus den ohmschen Verlusten, dem Bürstenfeuer und dem Bürstenabrieb nach. Dieses Modell besitzt vier Knotenpunkte und insgesamt elf Temperaturmodellparameter. Aufgrund des Parameteraufwands wird die Reduzierbarkeit des Modells in Abs. 6.1.3 näher betrachtet.

Aufbau der Messung

Zur Vermessung der individuellen, lokalen Motorererwärmung werden mit Thermoelementen vorbestückte FH-Motoren verwendet. Die Thermomotoren besitzen insgesamt fünf Messstellen, die eine Auswertung der Wärmeleitung innerhalb des Motors ermöglichen, vgl. Abb. 6.7:

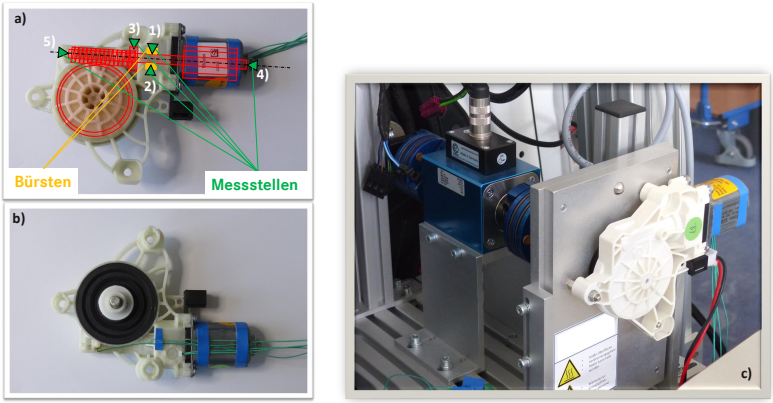


Abbildung 6.7: a) Positionen der fünf Thermoelement-Messstellen und Querschnitt, b) Gegenseite, c) FH-Motor am Prüfstand montiert

Bei den Thermoelementen handelt es sich um NiCr-Ni Bimetall Elemente des Typs-K, die eine Grenzabweichung von $\pm 2.5°C$ aufweisen und auf Basis des Seebeck-Effekts eine Messspannung erzeugen. Zur Auswertung wird ein Verstärkermodul von CSM mit interner Vergleichsstelle eingesetzt, [136]. Zu den Eckdaten zählt ein Messbereich von -100 bis $1372°C$, bei einer internen Auflösung von 16Bit und einer effektiven Messkanalabtastrate von 10Hz. Durch das CSM-Modul addiert sich eine weitere Offsetabweichung von etwa 0.3K sowie ein Messfehler von 0.05% des Messwerts zu der Grenzabweichung der Thermoelemente. Zusätzlich zu den fünf Messstellen wird die Gehäusetemperatur über einen Infrarotsensor gemessen, der auf den FH-Motor gerichtet ist, vgl. Abb. 6.1.

Die insgesamt sechs Messstellen setzen sich zusammen aus:

- 1)/2) Bürsten
- 3) Bürstensystem
- 4) Poltopf
- 5) Getriebe
- 6) Gehäuse (IR)

Zur Identifikation der Parameterwerte wird sowohl das Aufwärmen, als auch das Abkühlen des Motors für den drehenden und stillstehenden Motor betrachtet. In der Aufwärmphase wird eine schnelle Erhitzung des Motors vorgesehen, indem der Motor mehrmals durch einen Lastprofilgradienten bis zum Stillstand abgebremst wird. Die Steigung des Lastprofilgradienten gibt die Dauer des Abbremsvorgangs vor. Anschließend wird der Motor nach einem kurzen Pausenintervall in die entgegengesetzte Drehrichtung mit hohen Stellspannungen gedreht. Durch dieses alternierende Lastprofil wird eine schnelle Erwärmung des Motors gewährleistet. Die Aufwärmphase besteht zudem aus kurzen Abkühlphasen sowie Phasen mit hohen Blockströmen.
Die Aufwärmphase wird beendet, wenn eine Temperatursonde die vorgegebene Grenztemperatur überschreitet. Anschließend folgt eine mehrminütige Abkühlphase ohne Anregung, in der die Temperaturverläufe bis zum Erreichen der Umgebungstemperatur aufgezeichnet werden.

Identifikationsergebnisse

Zur Identifikation der Parameterwerte des Vier-Knoten-Modells werden zwei Temperaturprofile der Motorerhitzung, mithilfe des Prüfstands aus Abb. 6.1 aufgezeichnet. Als Anregungsprofil wird eine Eingangsspannung von 12V und ein Lastprofilgradient von ca. 2Nm/s verwendet, der je nach Drehrichtung dazu führt, dass der Block zwischen 4s und 6s erreicht wird. Der Blockzustand, der aufgrund der hohen Blockströme wesentlich zur Erwärmung beiträgt, wird für ca. 200ms gehalten. Anschließend folgt eine Ruhephase von 1s Länge, bevor die Drehrichtung umgekehrt wird. Die Grenztemperatur, die die Abkühlphase einleitet, wird auf $90°C$ gesetzt.
Von den zwei aufgezeichneten Temperaturprofilen wird das Erste als Referenz für die nichtlineare Optimierung verwendet. Die Parameteridentifikation erfolgt über eine Partikelschwarmoptimierung gefolgt von einer Simplex Suche. Die Simulationsschrittweite wird auf $100\mu s$ gesetzt, sodass der quadratische Stromeintrag der Rippleamplituden mit ausreichender Auflösung berücksichtigt wird. Neben den Temperaturmodellparametern bestehend aus Wärmekapazitäten und Wärmeleitwiderständen werden auch die Parameter der Anregungsmodelle identifiziert. Die Anregung des Temperaturmodells erfolgt über zwei Wärmeströme, die den Wärmefluss durch die Bürsten- und Rotorabwärme widerspiegeln.

In Abb. 6.8 sind die Ergebnisse der Identifikation und der Simulation mit den identifizierten Werten über einer neuen Messreihe dargestellt:

Die Simulation mit identifizierten Parameterwerten zeigt in beiden Fällen, sowohl für die Aufheiz-, als auch für die Abkühlphase eine gute Übereinstimmung zum Messergebnis auf. Der Gesamt-RMSE über dem zur Identifikation verwendeten Messintervall liegt bei etwa $1.6°C$ und für die Aufheizphase bei etwa $3.5°C$. Bei der Simulation über einer neuen Messreihe ergeben sich höhere RMSE-Werte von $7.1°C$ auf dem Gesamtintervall und $14.6°C$ für die Aufheizphase. Die Messstellen des Poltopfs und Bürstensystems werden durch das Modell nicht abgebildet.

	RMSE-Bürsten / $°C$	RMSE-Gehäuse / $°C$	RMSE-Gesamt / $°C$
Identifikation	1.46	0.19	1.65
Neue Messung	6.78	0.32	7.1

Tabelle 6.6: Abweichungen zur Gehäuse- und Bürstentemperatur des vollständigen Temperaturmodells

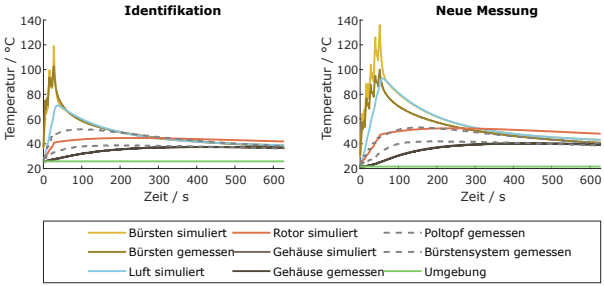


Abbildung 6.8: Simulation mit identifizierten Parameter über dem zur Identifikation genutzten Messintervall (links), im Vergleich zu einer neuen Messreihe (rechts)

In Tab. 6.7 sind die identifizierten Parameterwerte aufgeführt.

Parameter	*Beschreibung*	*Parameterwert*
C_R	Wärmekapazität des Rotors	181.55 J/K
C_B	Wärmekapazität der Bürsten	33.92 J/K
C_A	Wärmekapazität des Luftpolsters	136.71 J/K
C_H	Wärmekapazität des Gehäuses	316.17 J/K
R_{BR}	Bürste/Rotor Wärmeleitwiderstand	3.73 W/mK
R_{BA}	Bürste/Luft Wärmeleitwiderstand	0.167 W/mK
R_{BE}	Bürste/Umgebung Wärmeleitwiderstand	11.56 W/mK
R_{RA}	Rotor/Luft Wärmeleitwiderstand	17.95 W/mK
R_{AH}	Luft/Gehäuse Wärmeleitwiderstand	1.62 W/mK
R_{RH}	Rotor/Gehäuse Wärmeleitwiderstand	9.03 W/mK
R_{HE}	Gehäuse/Umgebung Wärmeleitwiderstand	3.57 W/mK
k_I	Stromkonstante	1.5 J/A^2

Tabelle 6.7: Identifizierte Parameterwerte des vollständigen Temperaturmodells aus vier Knotenpunkten und insgesamt 11-Parameterwerten zum Anregungsmodell d)

Modellreduktion

Im nächsten Schritt wird das Modell auf zwei Knoten reduziert und die Betrachtung auf den Bürstentemperaturverlauf beschränkt. Dieser Optimierungsschritt soll die Vorhersage der Bürstentemperaturen mit einem möglichst geringen Parameter- und Berechnungsaufwand verbinden. Denn über eine erfolgreiche Bürstentemperaturschätzung wären die Anforderungen an den Motorthermoschutz bereits erfüllt, vgl. Abb. 4.5.

Das Simulationsintervall wird auf 200s gesetzt und das Optimierungsproblem reduziert sich zu:

$$P: \quad \min_{\boldsymbol{p}} \|\boldsymbol{T}_B(\boldsymbol{p}, \boldsymbol{\omega}_M, \boldsymbol{I}_M) - \boldsymbol{T}_{B,\mathrm{ref}}\|_2 \tag{6.6}$$

mit den Vektoren der gemessenen und simulierten Bürstentemperaturen $\boldsymbol{T}_{B,\mathrm{ref}}, \boldsymbol{T}_B$ und dem Parametervektor $\boldsymbol{p}$. Die Identifikation erfolgt über eine Partikelschwarmoptimierung, gefolgt von einer Simplex-Suche mit jeweils 500 Iterationen. Der Startpunkt der fünf Parameterwerte wird so gewählt,

dass sich die Temperaturen näherungsweise im Wertebereich befinden und dem Zielverlauf folgen. Die Minima, Maxima und Schrittweiten der Optimierung werden vorgegeben.
Die mittlere quadratische Abweichung zeigt für beide Verfahren nach etwa 100 Iterationsschritten keine wesentliche Verbesserung und konvergiert in einem lokalen Minimum. In Abb. 6.9 sind die resultierenden Bürstentemperaturen für die fünf Anregungsmodelle dargestellt, die mit den identifizierten Parameterwerten erzielt werden.

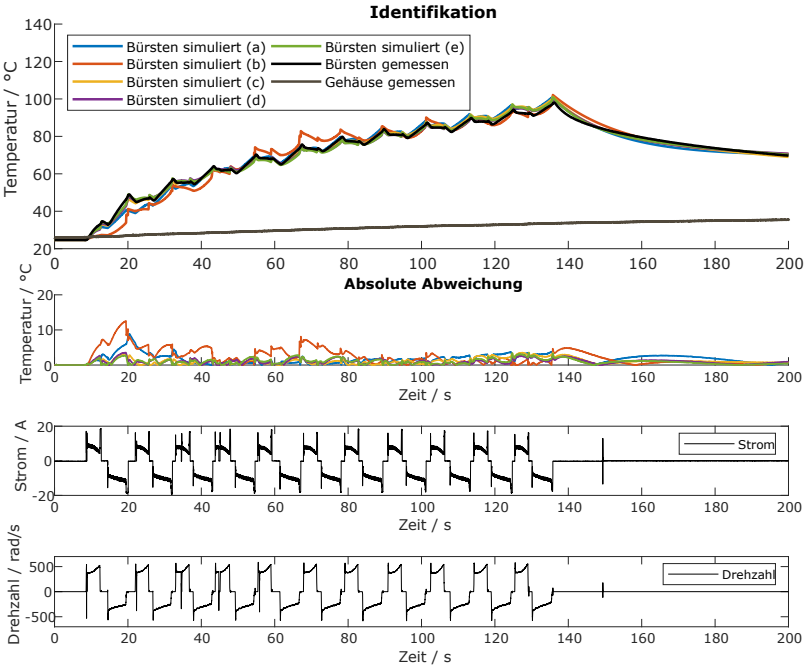


Abbildung 6.9: Reduziertes Modell aus zwei Knotenpunkten zur Vorhersage der Bürstentemperatur für verschiedene Anregungsmodelle

Die Betrachtung der Aufwärmphase in Abb. 6.9 (oben) zeigt, dass der Temperaturverlauf, sowohl für die aktiven als auch für die passiven, einsekündigen Abkühlphasen von allen Anregungsmodellen nachgebildet werden kann. Das Anregungsmodell b) weist mit absoluten Fehlern von bis zu $13°C$ die größten Abweichungen auf. Am besten schneidet das Anregungsmodell e) ab, das den Wärmefluss aus einer quadratischen Strom- und Geschwindigkeitsabhängigkeit nach Gl.(5.7) berechnet. In Tab. 6.8 sind die mittleren und maximalen Fehler über den Anregungsmodellen zusammengefasst.

	Anregungsmodell				
	a)	b)	c)	d)	e)
Abs.Fehler	$1.7°C$	$2.2°C$	$1.1°C$	$0.96°C$	$0.95°C$
Max.Fehler	$8.85°C$	$12.57°C$	$3.59°C$	$3.55°C$	$3.48°C$

Tabelle 6.8: Absolute und maximale Abweichungen

Die identifizierten Parameterwerte sind in Tab. 6.9 für das Anregungsmodell e) zusammengefasst.

Parameter	*Beschreibung*	*Parameterwert*
C_B	Wärmekapazität der Bürsten	0.89 kJ/K
C_H	Wärmekapazität des Gehäuses	3.13 kJ/K
R_{BH}	Bürste/Gehäuse Wärmeleitwiderstand	15 mW/Km
R_{HE}	Gehäuse/Umgebung Wärmeleitwiderstand	75 mW/Km
k_I	Stromkonstante	27.8 J/A^2
k_w	Drehzahlkonstante	2.1 μJs^2/rad

Tabelle 6.9: Identifizierte Parameterwerte des 2-Knoten Modells für das Anregungsmodell e)

Ergebnisdiskussion

Mit dem Vier-Knoten Modell konnte gezeigt werden, dass der Temperaturverlauf des FH-Motors über ein Lumped Node Modell mit ausreichender Güte nachgebildet werden kann. Es wird ein Abgleich der Temperaturen an den Bürsten sowie am Motorgehäuse eingesetzt. Dies entspricht einer Gegenüberstellung des Eingangs-/Ausgangsverhaltens. Der Wärmeflusseingang durch das Bürstenfeuer und Reibungseffekte wurde um den Faktor hundert größer identifiziert als der Wärmeeingang durch ohmsche Verluste. Das Ausgangsverhalten wird durch den Gehäusetemperaturverlauf charakterisiert, der mit sämtlichen Knoten in Verbindung steht. Da die Gehäusetemperaturen sowohl in der Aufwärm- als auch in der Abkühlphase sehr gut folgen, ist der Modellansatz damit validiert.
Eine vollständigere Validierung könnte durch gezielte Platzierung weiterer Thermoelemente in den nachgebildeten Knotenpunkten sowie durch Identifikation der tatsächlichen Wärmeleitfähigkeiten und Wärmekapazitäten erfolgen. Das Modell kann aufgrund eines geringen Rechenaufwands in derzeitige Steuergerätegenerationen implementiert werden.
Die Modellreduktion hat gezeigt, dass sich das Zwei-Knoten Modell zur Bürstentemperaturschätzung eignet. Dagegen konnten für das Ein-Knoten Modell kein geeigneter Wertebereich gefunden werden. Insgesamt zeigte die Parameteridentifikation der reduzierten Modelle ein geringeres Konvergenzverhalten und benötigte deutlich mehr Iterationsschritte. Außerdem handelt es sich um abstrakte Parameterwerte, die aufgrund der Reduktion keinen physikalischen Bezug zum Motor aufweisen. Die Abweichungen fallen insgesamt größer aus, als die Abweichungen des Vier-Knoten Modells. Weitere Verbesserungen könnten durch eine mehrstufige Identifikation erfolgen, die Aufwärmphasen und Abkühlphasen getrennt betrachtet. Außerdem könnte die Abdeckung des Parameterraums durch weitere Startpunktvariation des Partikelschwarms erhöht werden.

6.1.4 Systemsteifigkeiten

Die Systemsteifigkeit beschreibt die innere Steifigkeit des Systems. Am FH-System entspricht diese der Summe aller in Reihe sowie parallel geschalteten Komponentensteifigkeiten vom Rotor des Motors bis hin zur Scheibe und wird maßgeblich durch den Kabelzug und die Kabelzugvorspannung geprägt. Die Systemsteifigkeit ist verantwortlich für eine verzögerte Kraftübertragung, die zu einer Dämpfung des Einklemmkraftaufbaus und einer Erhöhung des Umkehrspiels beiträgt. Nachfolgend werden die Federraten zur inneren Systemsteifigkeiten des FH-Systems mithilfe eines Prüfstandversuchs bestimmt.

Messablauf

Zur Identifikation der Systemsteifigkeit wird die Scheibe entsprechend Abb. 6.10 eingeklemmt:

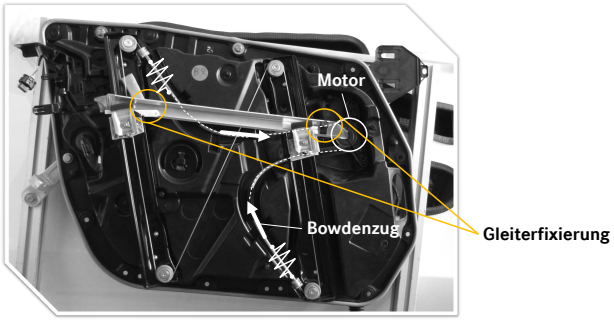


Abbildung 6.10: Veranschaulichung des Prüfstandsaufbaus mit fixierten Gleitern durch eine am Türmodul montierte Verbindungsstrebe

Anschließend wird der Motor mit Hallsensor langsam in eine Richtung gedreht und das Drehmoment am Getriebeausgang über einen Drehmomentsensor aufgezeichnet. Aus dem Verhältnis der aufgebrachten Kraft über dem Verfahrweg kann die Steifigkeit ermittelt werden. Anschließend wird die Drehrichtung umgekehrt, sodass beide Seiten des Zweistrangseilzughebers belastet werden. Aufgrund der Asymmetrie ergeben sich unterschiedliche Werte für den Hochlauf und Tieflauf, die sich im Gesamtbild zu einer Hysteresekurve zusammenfügen. Dieser Vorgang wird mehrmals wiederholt, um geeignete Mittelwerte zu finden.
Da FH-Motoren über die Getriebeübersetzung ein hohes Drehmoment von bis zu 15Nm erzeugen, können diese zur Identifikation entsprechend hoher Steifigkeiten eingesetzt werden. Die Messung wird für zwei Motoren durchgeführt. Die Steifigkeit bestimmt sich aus der Steigung des Kraftverlaufs über dem Verfahrweg in dem jeweils betrachteten Intervall:

$$c_{\text{ges}} = \frac{n_G \Delta M}{r_D^2 \Delta \varphi_M} \tag{6.7}$$

mit der gemessenen Drehmomentdifferenz ΔM, der Rotorwinkeldifferenz $\Delta\varphi_M$, der Getriebeübersetzung n_G, dem Trommelradius r_D und der Systemsteifigkeit c_τ, c_F.
Die nach Gl.6.7 identifizierten Werte entsprechen der inneren Steifigkeit, die sich aus der Summe der Einzelsteifigkeiten zwischen Rotorachse und Fensteroberkante zusammensetzt. Zu diesen Steifigkeiten zählen insbesondere die Getriebesteifigkeit, die beidseitige Kabelzugsteifigkeit inklusive der Vorspanneinheit sowie die Steifigkeit der Scheibe und der Scheibenlagerung an den Gleitern.

Identifikationsergebnisse

Die Messung wird zweimal durchgeführt, um Vorspanneffekte auszuschließen. Es ergeben sich die in Abb. 6.11 dargestellten Drehmomentverläufe:

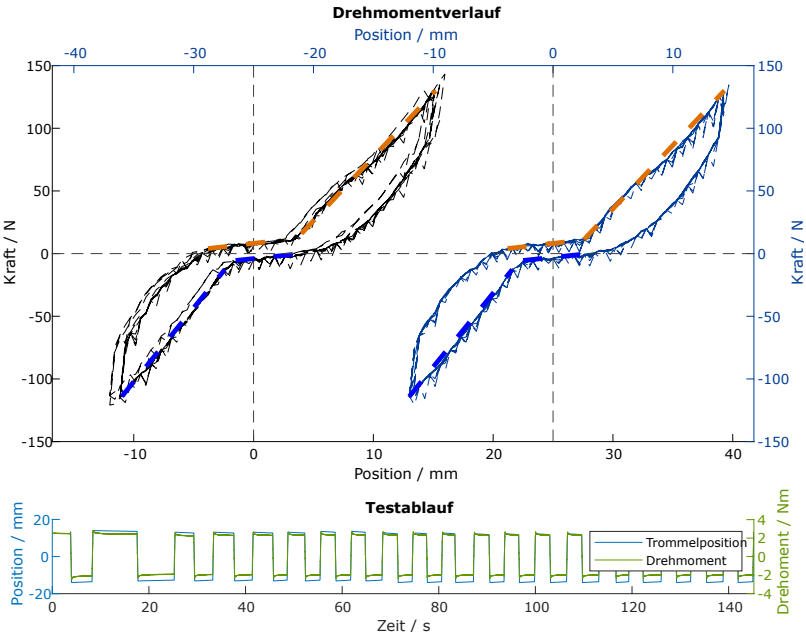


Abbildung 6.11: Identifizierte Hysteresekurven des Drehmomentverlaufs über der Trommelposition; Hochlauf (orange), Tieflauf (blau), die Kurven werden im Uhrzeigersinn durchlaufen

Das Drehmoment ist über dem Verfahrweg aufgetragen, wodurch die Kurvensteigung der gesuchten Steifigkeit entspricht. Für die zwei Versuchsreihen zeigen sich zwei nahezu identische Verläufe. Als auffälliges Merkmal sind die zwei klar differenzierbaren Steigungsbereiche zu erkennen. Diese sind für die Anspannungsphase orange sowie blau markiert und werden im Uhrzeigersinn durchlaufen. Die Kurvenverläufe können außerdem in den Hochlauf auf der positiven x-Achse und den Tieflauf auf der negativen x-Achse aufgeteilt werden. Ausgehend vom entspannten Zustand kommt es zu einem Steifigkeitsübergang nach etwa 5mm Verfahrweg von einer weichen Steifigkeit $c_{\text{ges},w}$ zu einer härteren Steifigkeit $c_{\text{ges},h}$. Insgesamt erstreckt sich die wegbegrenzte weiche Phase auf etwa 10mm und kann daher auf die Vorspanneinheit des Kabelzugs zurückgeführt werden. Somit ist die weiche Phase als Serienschaltung zu betrachten:

$$c_{\text{ges},w} = \frac{c_1 \cdot c_2}{c_1 + c_2} \longrightarrow c_1 = \frac{c_{\text{ges},w} \cdot c_2}{c_2 - c_{\text{ges},w}} \tag{6.8}$$

Wobei die Steigung der harten Phase allein durch $c_2 = c_{\text{ges},h}$ bestimmt wird, da sich c_1 bereits vollständig im Anschlag befindet. Somit lässt sich c_2 direkt über Gl.6.7 ermitteln. Anschließend folgt c_1 durch Einsetzen in Gl.6.8. Die Ergebnisse sind in Tab. 6.1.4 zusammengefasst.

$c_2 = c_{\text{ges},h}$	$c_{\text{ges},w}$	c_1
$\approx 10\text{kN/mm}$	$\approx 1\text{kN/mm}$	$\approx 1.11\text{kN/mm}$

Systemzeitkonstanten

Aus Abb. 6.11 wird ersichtlich, dass die Systemsteifigkeit eine weiche und eine harte Phase besitzt. Zusammen mit der positionsabhängigen Dichtungsreibung, der Scheibenmasse und in Abhängigkeit des inneren Vorspannungszustands wird mit diesen Größen der Losbrechzeitpunkt der Fensterscheibe maßgeblich beeinflusst. Die zeitliche Verzögerung wird als Systemzeitkonstante T_W definiert, die die Zeit vom Beginn der Motorbestromung bis zum Beginn der Scheibenbewegung bemisst.
Aufgrund der Abhängigkeit zur Dichtungsreibung kann diese Größe nur durch Vermessung am realen System bestimmt werden. Dazu wird ein mit Hall-Sensoren ausgestatteter FH-Motor und ein Fensterheberprüfstand eingesetzt, der eine Laserpositionserfassung der Fensterscheibe bietet. Die Fensterscheibe besitzt eine Masse von 4.2kg und einen Verfahrweg von etwa 430mm. Zur Bestromung werden konstante Spannungen von 9-14V eingesetzt. Es werden Zeitkonstanten für die Verzögerung des Motors T_M, die Zeit zum Losbrechen der Scheibe aus der geschlossenen Position $T_{W,1}$, aus der offenen Position $T_{W,2}$ sowie zur Lastumkehr aus der Scheibenmitte $T_{W,3}$ bestimmt, vgl. Abb. 6.12:

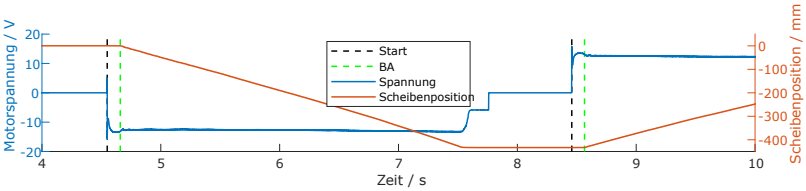


Abbildung 6.12: Zeitkonstantenbestimmung zur Scheibenbewegung mit Identifikation des Break-Away Punkts (BA) der Scheibe

Das Losbrechen (BA) des Motors wird durch das Auftreten einer steigenden oder fallenden Hall-Flanke definiert, die spätestens nach einer Viertel Rotorumdrehung detektiert wird. Zur Bestimmung der Zeitkonstanten der Scheibenbewegung wird das Losbrechen durch einen Mindestversatz der Scheibe von 0.5mm Verfahrweg definiert, an den eine kontinuierliche Scheibenbewegung anschließt. Die Verzögerungen bilden sich aus der Differenz der ersten Motorbestromung zu den Losbrechzeitpunkten und sind in Tab. 6.10 zusammengefasst.

U_{in} / ms	T_M / ms	$T_{W,1}$ / ms	$T_{W,2}$ / ms	$T_{W,3}$ / ms
9V	14-18	175	150	135
11V	7-9	126	125	120
14V	7-8	110	107	100

Tabelle 6.10: Gemessene Zeitkonstanten des FH-Systems zu einer Rahmentür

Die Scheibenbewegung weist in allen Szenarien träge Verzögerungswerte größer 100ms auf. Der Unterschied zwischen dem Anlaufverhalten aus dem oberen Block in $T_{W,1}$ im Vergleich zum unteren Block $T_{W,2}$, der einen deutlich geringeren Dichtungseingriff besitzt, fällt dagegen gering aus. Der Dichtungseinfluss ist nur in der 9V-Messung mit einer 15%-igen Erhöhung von 150 auf 175ms deutlich ausgeprägt. Für das Umkehrverhalten zeigen sich um $5-10\%$ kleinere Verzögerungswerte im Vergleich zum Scheibenanlauf aus dem Block. Der Motoranlauf besitzt deutlich geringere Verzögerungen im Bereich von 10ms, die sich bei der 9V-Messung verdoppeln. Die ermittelten Werte sind systemabhängig und sollen als Anhaltspunkt dienen, um eine Einschätzung des Wertebereichs zu ermöglichen.

6.2 Validierung zur sensorlosen Positionierung

Als Nächstes werden die in Abs. 5.2 aufgestellten Ansätze zu einer digitalen, sensorlosen Positionierung validiert. Mit diesen wird eine Winkel- und Drehzahlbestimmung für kommutierende PMDC-Motoren auf Basis von Motorstrommessungen ermöglicht.

6.2.1 Testumgebung

Das Referenzsignal wird von einem Hall-Sensor gebildet, der die Inkremente des Rotorankers liefert, die zu einem relativen Referenzwinkel aufsummiert werden. Der Sensor liefert vier Inkremente pro Rotorumdrehung mit jeweils vier steigenden und vier fallenden Flanken. Dies entspricht lediglich der halben Ripplefrequenz oder einer absoluten Auflösung von 45°. Eine höhere Winkelgenauigkeit kann durch Interpolation der nahezu verzögerungsfreien Hallflanken erzielt werden.



Abbildung 6.13: Türenprüfstand mit Serientür, Laser-Positionserfassung der Fensterscheibe und optionalem Drehmoment-/Drehwinkelsensor

Um ein möglichst anwendungsnahes Last- und Rippleprofil zu erhalten, wird der Motor an einer Serientür eingebaut, die von einem Seriensteuergerät angetrieben wird. Dadurch wird gewährleistet, dass die Auswertung seriennahen Anforderungen unterliegt.

6.2.2 Positionsbestimmung

Systemnaher Test

Der erste Lastfall besteht aus einer Zusammensetzung von Öffnungs- und Schließvorgängen, die sowohl obere und untere Blockanschläge als auch blocklose Reversiervorgänge enthalten. Die Messung wird mit 9V durchgeführt, die als Grenzfall zu betrachten sind, da ein vollständiges Schließen gerade noch ermöglicht wird. Zunächst werden die Filteransätze mit einer quasi-idealen Grenzfrequenz versorgt, die aus den Inkrementen des Hall-Signals berechnet wird. Es wird zunächst keine DFT/FFT und keine Plausibilisierung eingesetzt. Die ermittelten Positionsverläufe sind in Abb. 6.14 dargestellt.

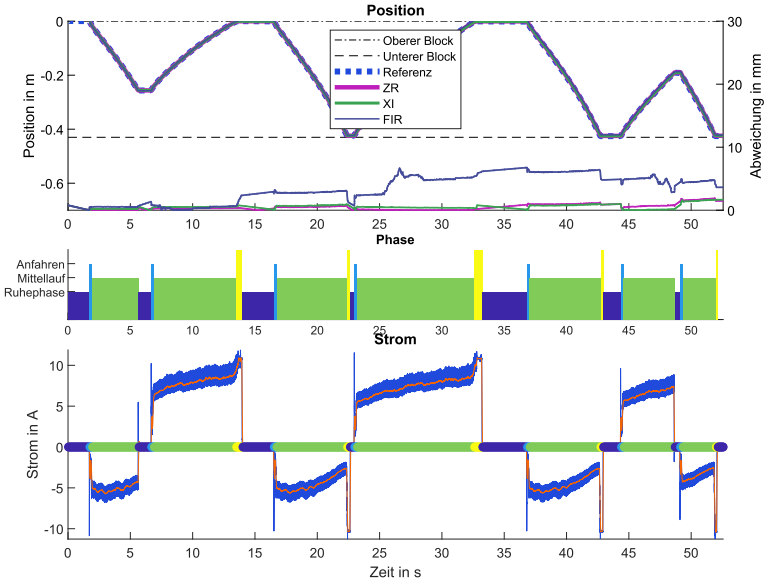


Abbildung 6.14: Ergebnis der Positionsbestimmung des Fensterlaufs (Oben) durch die IIR- und FIR-Bandpassfilter; Grenzfrequenzeinstellung, anhand der Filtereinstellung über die quasi ideale Hall-Referenzgeschwindigkeit; Phasenübergänge des Fensterlaufs (Mitte) und Stromverlauf (Unten)

Es ist eine nahezu identische Positionsschätzung der drei Filteransätze zu erkennen. Selbst nach 50 Sekunden zeigt sich nur ein minimaler Drift, von etwa $2mm$ Verfahrweg bei den IIR-Filtern (XI,ZR) und etwa 5mm für den FIR-Filter, welcher einer Abweichung von $0.5 - 1\%$ entspricht. Die dargestellten Phasenübergänge verdeutlichen, dass es insbesondere während der Blockphasen zu einem Anstieg der Abweichung kommt.

Detektionsraten

Als Nächstes wird die Anzahl der detektierten Rippleflanken pro Hallflanke betrachtet und zu einer Detektionsrate zusammengefasst. Aufgrund der festen kinematischen Kopplung sollten sich im Mittel genau acht detektierte Rippleflankennulldurchgänge pro Hallflanke ergeben. Durch die Filterverzögerung und Phasenverschiebung der Frequenzübergänge treten die Nulldurchgänge jedoch im Allgemeinen versetzt zum tatsächlichen Kommutierungszeitpunkt auf. Daher wird zusätzlich eine Mittelwertbildung durchgeführt, um lokale Schwankungen von ± 1-Flanke auszugleichen. Die gemittelten Abweichungen werden getrennt für Block, Mittellauf und Anlaufphase berechnet und sind in Abb. 6.15 zusammengefasst.

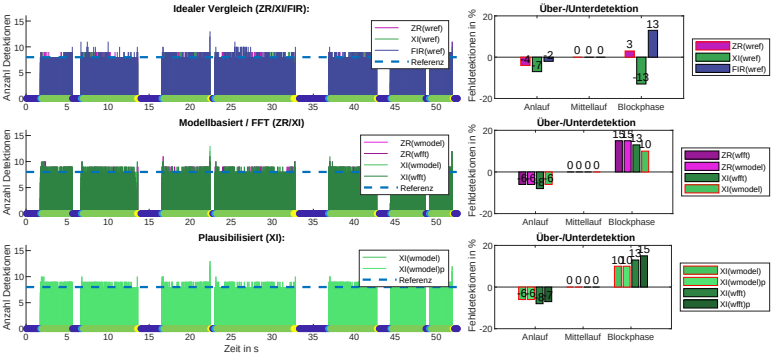


Abbildung 6.15: Vergleich der Detektionsraten gemessen an den detektierten Nulldurchgängen pro Hall-Rising-Flanke; Minimale Abweichung pro Lastfall rot markiert

In Abb. 6.15 ist im oberen Teil die Detektionsrate des Idealfalls mit $\omega_0(k) = \omega_{\text{ref}}(k)$ abgebildet. Auf der rechten Seite ist zu erkennen, dass der IIR-Filter in Zustandsraumdarstellung nach Gl.(5.45) für diesen Lastfall am besten abschneidet. Die Abweichungen sind auf ganze Prozent gerundet und beziehen sich auf den Idealwert von acht Detektionen. Grundsätzlich kommt es bei allen Ansätzen zur Unterdetektion im Anlauf und zu einem gemischten Verhalten in der Blockphase. Block und Anlauf zeigen Abweichungen bis zu 13%, während der Mittellauf durchweg sehr gut mit Abweichungen von etwa $0.1\% \approx 0\%$ detektiert wird.
An dieser Stelle ist die Filterordnung zu erwähnen, die für den IIR-Zustandsraumfilter (ZR) N=10 und für den IIR-Filter in DF2 (XI) N=5 beträgt. Im Gegensatz hierzu weist die FIR-Filterung eine Ordnung von N=50 auf. Es ist zu beachten, dass in Abschnitt eine Erweiterung zu insgesamt drei FIR-Filtern erfolgte, die frequenzabhängig umgeschaltet werden. Die Abtastrate der einzelnen Filter variiert zwischen 1,5,10kHz, um das vorliegende Frequenzband von 0-1200Hz bei dieser Filterordnung zuverlässig, ohne numerische Instabilität, abzudecken.
Dadurch wird ein im Vergleich zu den IIR-Filtern hoher Zwischenspeicherungsaufwand erzeugt, der über die Ergebnisse zur Referenzgeschwindigkeit nicht zu rechtfertigen ist. Daher wird der FIR-Filter aus der weiteren Betrachtung ausgeschlossen.
Um den realen Betrieb zu erproben, wird die Filteranpassung nun auf das DFT-Signal umgestellt. Außerdem wird erprobt, ob ω_{model} direkt eingesetzt werden kann, um das Aufwand/Nutzen Verhältnis der DFT-Berechnung abzuschätzen.
Die Ergebnisse der Filteranpassung über $\omega_{\text{fft}}, \omega_{\text{model}}$ sind ebenfalls in Abb. 6.15 mittig dargestellt. Sowohl für das Zustandsraummodell als auch für das DF2-Modell zeigt sich ein solides Ergebnis mit Anlauffehldetektionen von unter 10% bei denen die Filtereinstellung über das DFT-Signal hervorsticht. Allerdings fällt der Unterschied zwischen $\omega_{\text{fft}}, \omega_{\text{model}}$ gering aus und deutet darauf hin, dass die Modellschätzung ausreichend ist.
Da das DF2-Modell im Vergleich zum Zustandsraummodell besser abschneidet, wird es für den Vergleich der Plausibilisierungsstufe herangezogen und dient mit der kleinsten Filterordnung von N=5 als Favorit der Analyse.
Im unteren Teil in Abb. 6.15 ist zu erkennen, dass die Plausibilisierung zu einer Verbesserung der Anlaufphase führt. Insgesamt wird das beste Ergebnis mit dem plausibilisierten DF2-Signal erzielt, dessen Filter über die DFT eingestellt wird, deren Signallänge wiederum aus der Modellgeschwindigkeit bestimmt wird.

Absolute Abweichungen und Plausibilisierung
Als Nächstes wird die absolute Abweichung und die ermittelten Grenzfrequenzen für die beiden favorisierten Filter XI($\omega_{\text{fft}}, \omega_{\text{model}}$) verglichen, vgl. Abb. 6.16:

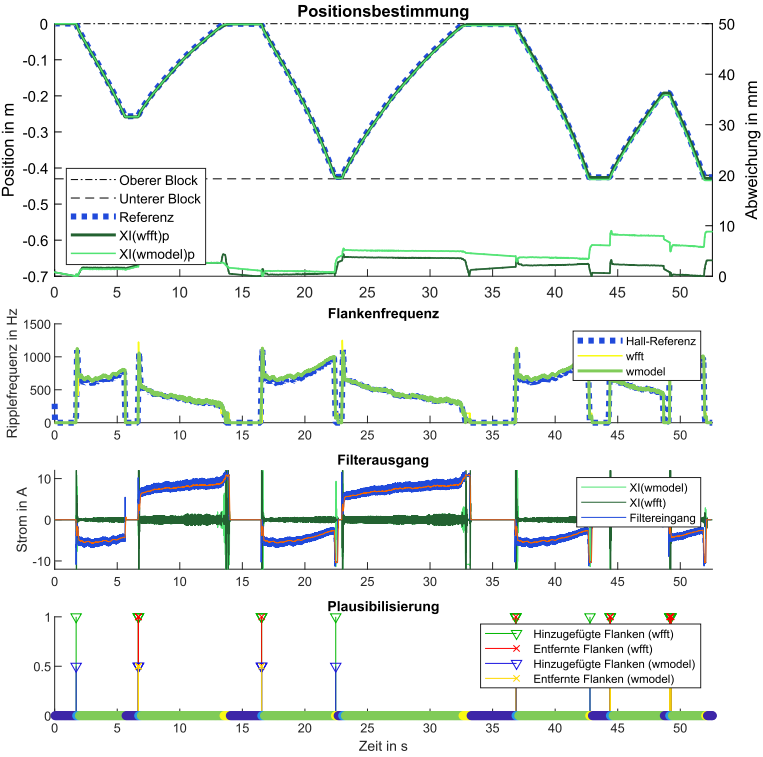


Abbildung 6.16: Sensorlose Positionsbestimmung für 9V mit Plausibilisierung

Beide Modelle weisen eine solide Positionsbestimmung mit einem Drift von unter 10mm über dem gesamten Betrachtungszeitraum auf. Lediglich im letzten Zyklus kommt es zu einer verstärkten Abweichung bei dem Einsatz der modellbasierten Geschwindigkeit.
Da sich die Flankenfrequenzen jedoch kaum unterscheiden, wäre davon auszugehen, dass der Unterschied auf die Plausibilisierung zurückzuführen ist. Allerdings zeigen sich bereits deutliche Unterschiede an den Filterausgängen. Da die Filterausgänge von den vergangenen Filterausgängen abhängen, gestaltet sich die Begründung der momentanen Abweichung über die momentanen Grenzfrequenzen generell schwierig. Dieser Umstand verdeutlicht die hohe Sensitivität der IIR-Filterung gegenüber geringfügigen Parameteranpassungen.
Ein Vergleich mit der Plausibilisierungsstufe in Abb. 6.16 (unten) bestätigt ebenfalls, dass die Abweichung aus der Differenz der ermittelten Flankenfrequenzen resultiert.

Vergleichsmessung bei Maximalspannung
Abschließend wird die Versuchsreihe für die maximale Eingangsspannung von 14V wiederholt. Durch

das höhere Back-EMF resultieren während der Anlaufphase kleinere Rippleamplituden, die eine Detektion erschweren. Außerdem bewegen sich die Flankenfrequenzen in einem höheren Bereich von 0-2000Hz. Das Ergebnis der Positionsbestimmung ist in Abb. 6.17 abgebildet.

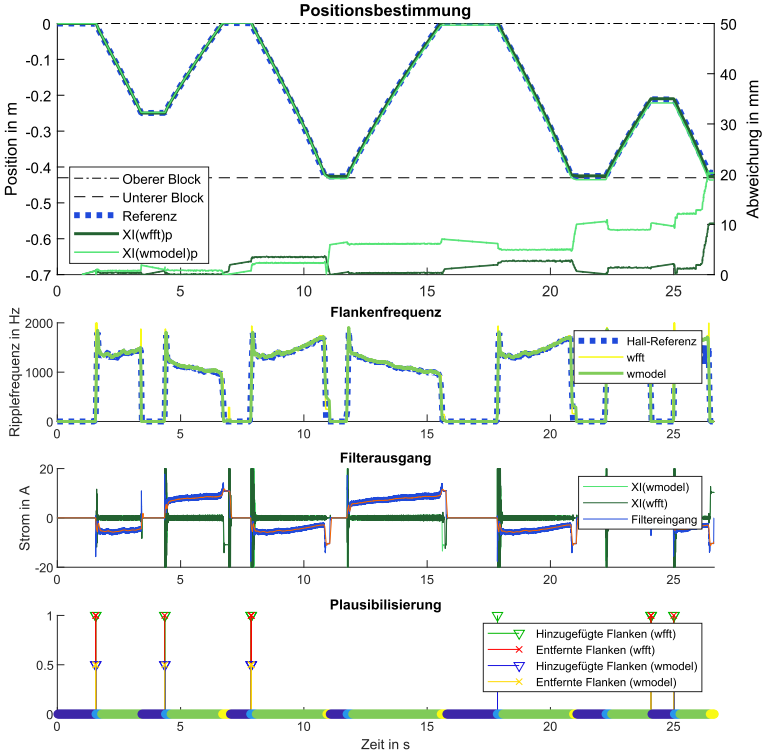


Abbildung 6.17: Sensorlose Positionsbestimmung bei 14V mit Plausibilisierung

Aufgrund der höheren Eingangsspannung stellen sich höhere Blockströme sowie höhere Geschwindigkeiten ein, die zu einem steileren Anstieg des Verfahrweges und zu einer Halbierung des gesamten Messintervalls auf etwa 25s führen. Die Rippleformen können bei dem vorliegenden Verhältnis von maximaler Flankenfrequenz zu Abtastrate von etwa eins zu fünf gerade noch ausreichend identifiziert werden.
Die absoluten Abweichungen zeigen, dass das Modell mit DFT-Filteranpassung besser abschneidet und einen durchschnittlichen Fehler von etwa 1-2mm aufweist. Während der Filter mit modellbasierter Geschwindigkeit insbesondere während des zweiten Zyklus deutlich stärker abdriftet und bei einem absoluten Drift von 20mm endet. Der Drift wird durch eine Unterdetektion in den Blockphasen ausgelöst, die wiederum von zu niedrig liegenden Modellfrequenzen hervorgerufen wird. Dies verdeutlicht abermals die Sensitivität des Verfahrens gegenüber der Geschwindigkeitsschätzung, die zur Einstellung der Filter benötigt wird. Als Gegenmaßnahme wurde eine Verdopplung des Bandpassbereichs durch Neuauslegung des Tiefpassprototypen untersucht. Jedoch war keine Verbes-

serung am Filterausgang ersichtlich. Diese Maßnahme erfordert bei konstanter Abtastrate zudem eine höhere numerische Präzision, die nicht vollständig eingehalten werden konnte. Stattdessen wird eine möglichst genaue Geschwindigkeitsbestimmung empfohlen, die durch eine kontinuierliche Parameteridentifikation unterstützt wird, vgl. Anhang Abb. 8.18.
Insgesamt zeichnet sich für beide Modelle ein sehr gutes Ergebnis ab und bestätigt die Konzepttauglichkeit. Die gemittelten Ergebnisse zu Detektionsraten und relativen Abweichungen pro Zyklus sind in Abb. 6.18 zusammengefasst.

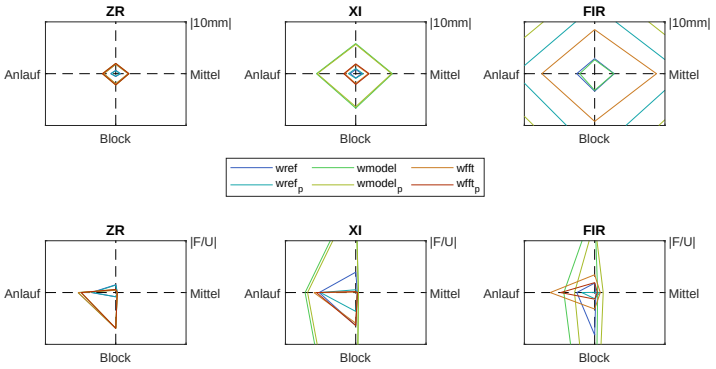


Abbildung 6.18: Vergleich der absoluten Positionsfehler (oben) und Detektionsratenfehler (unten) für alle betrachteten Kombinationen aus Filter, Referenzgeschwindigkeiten und Plausibilisierung mit Differenzierung in die Fensterlaufphasen sowie Gesamtfehler (y-positiv)

In der oberen Hälfte von Abb. 6.18 sind die absoluten Positionsabweichungen abgebildet, die über einem absoluten Intervall von jeweils 10mm pro Phase aufgetragen sind. Die beiden IIR-Filter stechen hervor und weisen ein nahezu identisches Ergebnis für die Referenz- (blau) und DFT-Verläufe (rot) auf. Erwartungsgemäß befindet sich die Referenzgeschwindigkeit näher an der absoluten Null. Aus dem Verlauf des FIR-Filters ist zu entnehmen, dass dieser deutlich höhere Abweichungen aufweist. Dies wird durch die Detektionsratenverläufe im unteren Abschnitt in Abb. 6.18 bestätigt, welche über dem Flankenfehler pro Rotorumdrehung aufgetragen sind. Durch Betrachtung beider Fehler wird ersichtlich, dass der Verlauf des plausibilisierten XI-Filters mit DFT-Frequenzeinstellung unter Vernachlässigung der Referenzgeschwindigkeiten am besten abschneidet. Ebenso ist die Verbesserung beider Fehlerraten durch die Plausibilisierungsstufe erkennbar.

Vergleich mit Scheitelpunktdetektion

Eine besonders rechenschonende Rippledetektion ergibt sich aus der direkten Anwendung des Scheitelpunktalgorithmus aus Abs. 5.2.3. Dieser eignet sich insbesondere für die frequenzunabhängige Auswertung der absoluten Höhenunterschiede lokaler Minima und Maxima. Ein Nachteil ist die Empfindlichkeit gegenüber Messrauschen, die durch Vorfilterung reduziert werden kann.
Nachfolgend wird der Algorithmus ohne Vorfilterung auf die beiden Stromverläufe der 9V und 14V Messung und fester Detektionsamplitude von 0.4A angewandt. Eine Plausibilisierung der detektierten Scheitelpunkte findet nicht statt.
In Abb. 6.19 sind die gemittelten Fehlerraten abgebildet. Als Vergleich dient der Bandpassfilteransatz fünfter Ordnung mit DFT-Frequenzeinstellung und Plausibilisierung.

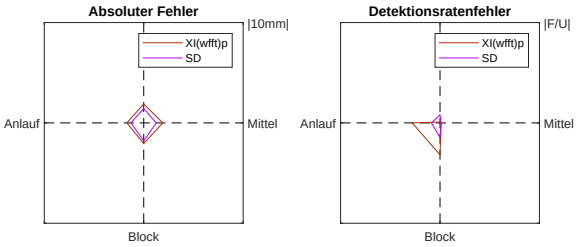


Abbildung 6.19: Vergleich der Fehlerraten zwischen Scheitelpunktalgorithmus (SD) mit fester Detektionsamplitude und adaptiver Bandpassfilterung (XI)

Aus dem Ergebnis wird ersichtlich, dass der Scheitelpunktalgorithmus (SD) in sämtlichen Fensterlaufphasen besser abschneidet als der Bandpassfilteransatz. Insbesondere für den Anlauf und Block zeigen sich bessere Detektionsraten. Daher werden die absoluten Abweichungen betrachtet, um Schwachstellen aufzuzeigen, vgl. Abb. 6.20.

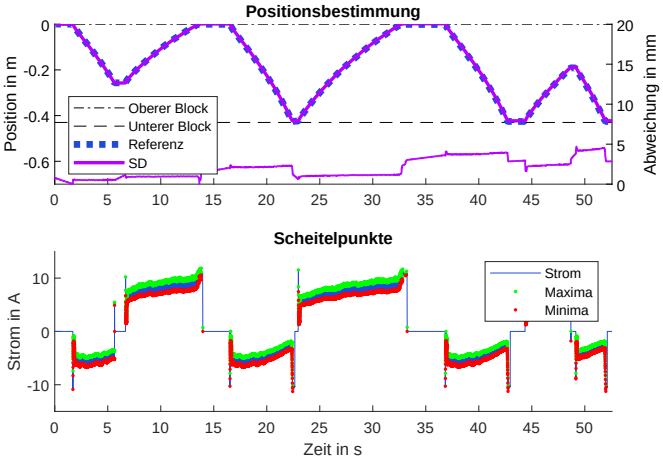


Abbildung 6.20: Absolute Abweichung und Drift der Scheitelpunktdetektion für die 9V Messung

Trotz einer besseren Anlauf- und Blockdetektion treten Abweichungen verstärkt in diesen Phasen auf. In Abb. 6.21 sind einige fehlerhafte Detektionsereignisse während der 9V Messung dargestellt:

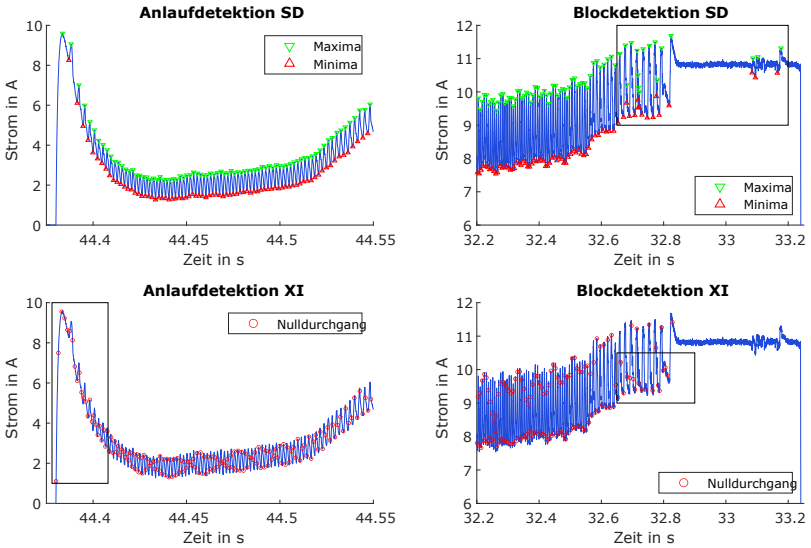


Abbildung 6.21: Fehlerhafte Detektionsereignisse zur Scheitelpunktdetektion (oben) und Bandpassfilterung (unten) der 9V Messung in schwarz markiert

Die Scheitelpunktdetektion liefert ein nahezu ideales Ergebnis zur Anlaufphase, während die Bandpassfilterung einige Fehldetektionen im selben Zeitintervall aufweist. Auf der rechten Seite wird der Einfluss des Messrauschens sichtbar. Es kommt zu Fehldetektionen während der letzten Rotorumdrehung durch Überdetektion, die sich bis auf den Blockstrom bei 33.1s ausweitet.
Zur Vermeidung von Blocküberdetektionen wird eine Anpassung der Detektionsschwelle über eine Rippleamplitudenschätzung nach Gl.(5.19) erprobt. Dies führt eine Abhängigkeit zur Rotorgeschwindigkeit ω_M ein. Während die Blockdetektion dadurch stabilisiert werden kann, entsteht eine neue Unterdetektion in der Anlaufphase. Um die schnellen Transitionen der Anlaufphase auszugleichen, könnte eine maximale Detektionsschwelle für Beschleunigungsvorgänge definiert werden.
Insgesamt weisen die sehr guten Ergebnisse darauf hin, dass der Algorithmus auch ohne weitere Maßnahmen sowohl zur Positions- als auch zur Geschwindigkeitsbestimmung angewendet werden kann.

6.2.3 Ergebnisdiskussion

Eine sensorlose Positionierung bildet die Grundlage zur Bildung positions- oder geschwindigkeitsabhängiger Zusammenhänge am FH-System. Zu den Anwendungsfällen zählen positionsabhängige EKS-Thresholds, der Einsatz von Trajektorienregelungen sowie das Beobachtbarkeitskriterium des Systems. Als Schwachstellen sind Detektionsfehler im Anlauf und Block sowie niedrige Spannungen mit langsam drehenden Rotor zu nennen, die zur Denormalisierung des Systems führen.
In der Modellbildung wurden zwei Ansätze implementiert, die eine digitale Messumsetzung ermöglichen. Bei dem ersten Ansatz handelt es sich um eine an konventionellen Lösungen orientierte, adaptive Bandpassfilterung mit anschließendem Nulldurchgangsdetektion und Integration der detektierten Winkelinkremente. Dieser Ansatz wird durch eine mehrstufige Identifikation des vorherrschenden Rotorfrequenzbereichs, einer Plausibilisierungsstufe und einen Kalmanfilter ergänzt. Zu den Vorteilen zählt eine Grundrobustheit gegenüber Störrauschen, welches bspw. durch nieder-

frequente PWM-Ansteuerung oder Bürstenabnutzung eingebracht wird.
In einem zweiten Ansatz wurde eine rein algorithmische Scheitelpunktdetektion der Rippleminima und -maxima implementiert. Diese bildet eine rechenschonende Lösung, die bei ausreichender Qualität des Motorstromsignals sehr gute Ergebnisse liefern kann. Als Schwachpunkt ist eine hohe Empfindlichkeit gegenüber Störrauschen zu nennen.
Die Validierung erfolgte mithilfe eines Hallsensor bestückten Motors, der vier Hallflanken pro Motorumdrehung als Referenzsignal liefert. Im Vergleich hierzu werden sechzehn Rippleflanken durch den achtpoligen FH-Motor generiert, wodurch die vierfache Messauflösung vorliegt. Die Messungen wurden an einem FH-System durchgeführt, um realistische Lastprofile bestehend aus Anlauf- und Blockphasen zu erhalten.
Mit den Validierungsergebnissen konnte gezeigt werden, dass sich beide Ansätze sehr gut für den Einsatz am Fensterhebersystem eignen. Für den ersten Ansatz zeigten sich Fehlstellen im oberen Block sowie in der Anlaufphase für den langsam drehenden Motor in der Übergangsphase von 0-40Hz, die durch die Plausibilisierungsstufe verbessert werden konnten. Insbesondere niedrige Frequenzen werden durch den adaptiven IIR-Filter zehnter Ordnung nur bei ausreichender Einschwingzeit zuverlässig erfasst. Das Frequenzspektrum von 0-1200Hz bei einer Schrittweite von 100μs stellt hohe Anforderungen an die Filterkoeffizienten, welche mit doppelter Genauigkeit (double) abgebildet werden. Der resultierende Drift pro Schließvorgang kann in etwa mit 5-10 Rippleflanken angenähert werden und fällt somit verhältnismäßig klein aus. Da keine statistischen Referenzwerte zu Unter- oder Überdetektion serienmäßiger SLP-Verfahren vorliegen, ist ein Vergleich nicht möglich. Eine Verbesserung könnte durch Hinzuschalten eines weiteren, für diesen Frequenzbereich optimierten Filters oder durch Umschalten auf die Scheitelpunktdetektion ermöglicht werden. Im Anhang in Abb. 8.18 wird zudem eine Erweiterung um eine Parameteridentifikation vorgeschlagen.
Für die Scheitelpunktdetektion ergab sich ein nahezu perfektes Ergebnis über dem gesamten Fensterlauf. Der Ausgangsalgorithmus wurde um eine Anpassung auf die vorliegende Ripplehöhe erweitert, die aus der Eingangsspannung und der Drehzahl des letzten Zeitschritts geschätzt wird. Für einen Serieneinsatz wäre die Robustheit mit weiteren Testfällen zu erproben und mit der Auslegung des Steuergeräts und der Sensorik zu verbinden.
Als weiterer Ansatz ist eine CNN-basierte Motorstromauswertung zu nennen, bei der eine featurebasierte Mustererkennung erfolgt. Diese könnte eine erhöhte Robustheit liefern, indem die Muster von Rauschanteilen in Anlauf- und Blockphasen antrainiert werden . Ein solches Konzept könnte zudem zur Fehlerdiagnose des Motors und der Identifikation hoher Bürstenabnutzungen beitragen.

6.3 Validierung des UKFM-NN Konzepts

Der UKFM-NN wurde mit dem Ziel entwickelt, eine robuste Online-Reibungsidentifikation zu bieten, welche auch bei größeren Parameterabweichungen des Streckenmodells stabil bleibt. Über die Identifikation der positions-, geschwindigkeits- und temperaturabhängigen Reibung sowie eine kontinuierliche Nachidentifikation weiterer Streckenparameter soll die Systemkenntnis erhöht werden. Dies erlaubt eine Anpassung des Streckenmodells auf das vorliegende System, das von unbekannten Fertigungstoleranzen, Vorspannungen und äußeren Störfaktoren beeinflusst wird.

Testablauf

Zustandsbeobachtung und Reibungsidentifikation können aufgrund ihres Aufbaus des geschlossenen Kreises nicht getrennt voneinander betrachtet werden, vgl. Abb. 5.26. Als Anregung wird der typische Arbeitsbereich des Fensterhebers in Betracht gezogen. Dies entspricht den Anforderungen, das Lernen und Nachlernen der Reaktionskräfte im vorgespannten, montierten Zustand während des regulären Betriebs durchgeführt werden soll. Ausgehend von zu Null initialisierten Gewichten werden alternierende Öffnungs- und Schließvorgänge angefahren, um den gesamten Parameterbereich des Reibprofils anzuregen. Die Anregung und Auswertung von Temperaturänderungen, die sich auf das Reibverhalten auswirken, werden im ersten Schritt nicht betrachtet. Stattdessen wird der Fokus auf die positions- und geschwindigkeitsabhängigen Reibanteile gelegt. Um eine messfehlerfreie Bewertung der einzelnen Reibkraftkomponenten zu ermöglichen, wird eine Simulation unter Idealbedingungen

durchgeführt, zu der die Reibkenntnis vollständig vorliegt. Anschließend wird der Versuch am System wiederholt.
Für die Versuche wird Raumtemperatur angesetzt. Auch ohne explizite Temperaturänderung kann die initiale Lernphase prinzipiell als Störung oder Temperatursprung des Reibprofils aufgefasst werden.

Testumgebungen

Mit einer Simulationsumgebung soll das Verfahren unter idealen Bedingungen erprobt werden. Dies erleichtert die Bewertung zur Reibungsidentifikation, da viele Reib- und Vorspannungsparameter nicht mit ausreichender Genauigkeit vorliegen. Zu diesen Parameterwerten zählt insbesondere der Reibkraftverlauf und dessen Temperaturabhängigkeit sowie die lokale Vorspannung des Systems in z,y-Richtung. Durch eine Simulation unter idealen Bedingungen können Störeinflüsse ausgeschlossen werden.
Das ideale Simulationsmodell (I) besteht aus einem FH-Streckenmodell, das dem UKF-Beobachter--modell aus Abs. 5.4.1 entspricht. Im Vergleich dazu weist das Simulationsmodell (II) eine zweidimensionale Scheibenbewegung auf und entspricht dem FH-Modell aus Abs. 5.3. In beiden Fällen wird konstantes weißes Messrauschen auf den simulierten Stromverlauf hinzuaddiert. Des Weiteren wird eine Validierung am Prüfstand unter praxisnahen Bedingungen vorgesehen. Eine Übersicht der verwendeten Testumgebungen ist in Tab. 6.11 dargestellt.

Effekt	Testumgebung		
	Simulation I	Simulation II	Prüfstand
Oberer/Unterer Block	✓	✓	✓
Dichtungsreibung (p,v)	✓	✓	✓
Steifigkeitsübergang	✓	✓	✓
Selbsthemmung	✓	✓	✓
Messrauschen	✓	✓	✓
Kommutierung		✓	✓
Kabelspiel		✓	✓
Getriebespiel		✓	✓
Motorerwärmung		✓	✓
Kabelzugreibung		✓	✓
Kabelzughysterese		✓	✓
2D-Hebermechanik		✓	✓
Gleiterverspannung		✓	✓
Scheibenverkippung		✓	✓
Scheibenvorspannung			✓
Weitere			✓
Dimension	1D	2D	3D
Freiheitsgrade	2	3	3+

Tabelle 6.11: Übersicht zu den Testumgebungen und der enthaltenen Nichtlinearitäten

Zur Einordnung der Ergebnisse wurden eine Reihe von Vergleichsbeobachtern aufgestellt, die im Anhang Abs. 8.2.2 beschrieben sind. Diese bestehen aus linearen und nichtlinearen Ansätzen, die unterschiedliche Abstufungen zum vorgeschlagenen UKFM-NN bilden.

6.3.1 Simulation unter Idealbedingungen

Als Anregung werden vollständige Öffnungs- und Schließzyklen mit konstanten Gleichspannungen von $\pm 10V$ angefahren. Das Messintervall beträgt 200s mit einer Schrittweite von $100\mu s$, die

neuronalen Gewichte werden zu Null initialisiert. Der statische Anteil der Referenzreibung wird über eine Lookuptabelle eingebracht, die bis zu 150N im oberen Block annimmt und einer zusätzlichen Motorlast von bis zu 30% entspricht, vgl. Anhang Abb. 8.21.

Ergebnisse

Der zeitliche Verlauf der Zustandsbeobachtung ist in Abb. 6.22 abgebildet.

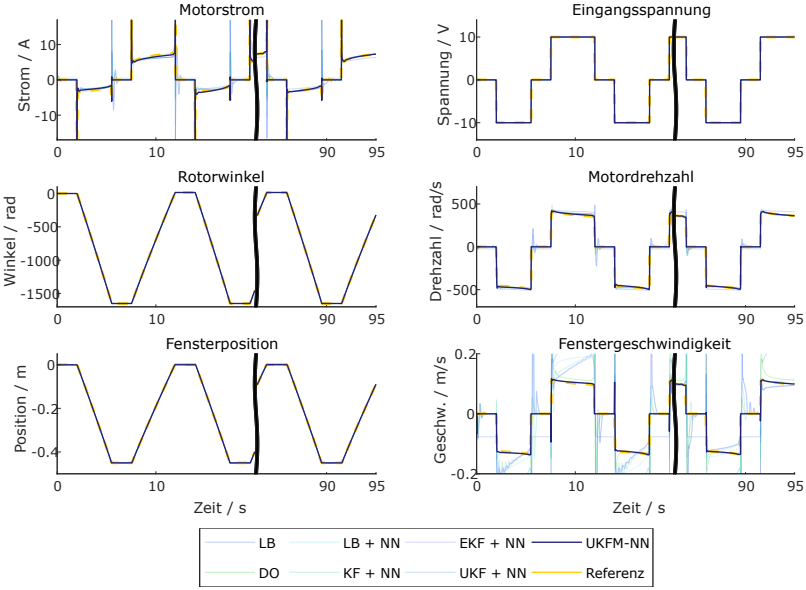


Abbildung 6.22: Beobachtete Zustände zur idealen Simulation für aufeinander folgende Öffnungs-/Schließzyklen mit unbekannter Reibung

Für alle Beobachteransätze zeigt sich trotz unbekannter Reibanteile eine numerisch stabile Zustandschätzung. Bei den Vergleichsbeobachtern treten jedoch deutliche Abweichungen für die Fentergeschwindigkeit auf, die durch die Beobachterdynamik sowie die fehlende Selbsthemmung und Blockanschläge der linearen Streckenmodelle zu interpretieren sind. Dadurch sind starke Oszillationen im oberen und unteren Block sowie ein Driften während der Ruhephasen zu erkennen. Im Gegensatz dazu weist der UKFM-NN ein nahezu ideales Ergebnis über dem gesamten Messintervall auf. Es ist zu erkennen, dass die Abweichung des Motorstroms, aufgrund der unbekannten Last anfangs am größten ist und durch den Lernvorgang im Laufe der Öffnungszyklen stetig abnimmt.

Reibkomponenten
Nach einer Simulationszeit von 95s und neun Schließzyklen ist die Reibung durch den UKFM-NN nahezu vollständig angelernt und es findet für diesen keine nennenswerte Verbesserung der Zustandsabweichungen statt. Der Lernvorgang zu den Reibkomponenten ist anhand der Netzausgänge in Abb. 6.23 dargestellt.

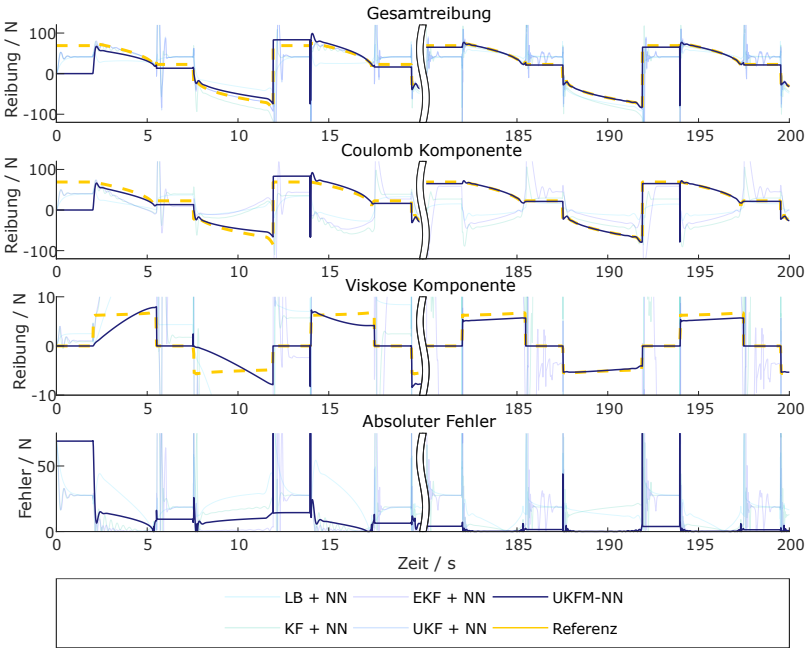


Abbildung 6.23: Vergleich der GRNN-Netzausgänge zu den identifizierten Reibkomponenten (Mitte) sowie Gesamtreibung (oben) und absoluter Fehler (unten)

Bereits während des ersten Öffnungsvorgangs und der ersten Scheibenbewegung findet ein Sprung der gelernten Gesamtreibung statt, der zu einer etwa 80%-igen Übereinstimmung des Reibprofils führt. Für den UKFM-NN zeigt sich darüber hinaus eine sehr gute Übereinstimmung der Positionsanteile, während es bei der Geschwindigkeitskomponente durch eine Modellabweichung zu einem konstanten Delta im Tieflauf kommt, das etwa 0.1% der Gesamtreibung entspricht. Insgesamt liegt der mittlere, absolute Fehler am Ende der Messung bei unter 1N.
Im Gegensatz dazu weisen die anderen Beobachteransätze deutlich höhere Abweichungen auf und zeigen ein insgesamt nicht konvergierendes Verhalten. Hierbei ist zu beachten, dass sämtliche Vergleichsbeobachter denselben strukturellen Aufbau der neuronalen Netze sowie dieselben Lernparameterwerte teilen. Durch identische Netzeigenschaften soll sichergestellt werden, dass das Konvergenzverhalten zwischen den Ansätzen vergleichbar bleibt und möglichst auf Beobachter- und Streckenmodellunterschiede und nicht auf abweichende Netzparameterwerte zurückzuführen ist. Da der Lernvorgang kontinuierlich erfolgt, werden die Blockanschläge mitgelernt, die teilweise zu hohen Ausschlägen führen. Eine Verbesserung könnte durch eine positionsabhängige Blockabschaltung des Lernvorgangs erfolgen.

Konvergenz
Um die Konvergenzraten zu finden, wird der zeitliche Verlauf der neuronalen Gewichte betrachtet, vgl. Abb. 6.24

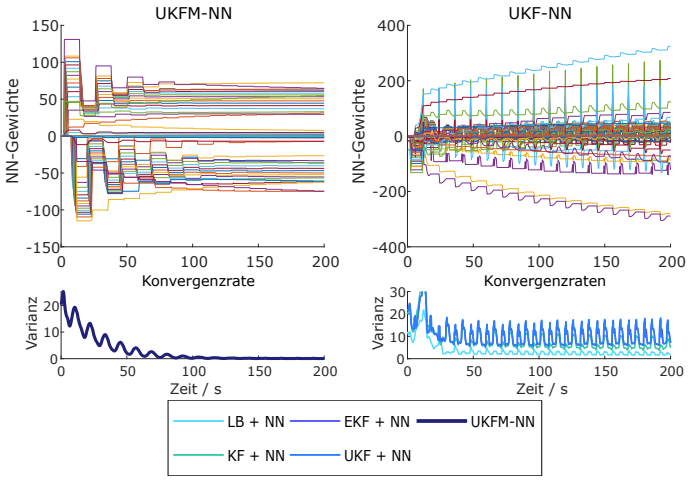


Abbildung 6.24: Vergleich des Lernvorgangs anhand der zeitlichen Änderung der neuronalen Gewichte des UKFM-NN (links) und der Vergleichsansätze (rechts)

Es zeigt sich, dass ausschließlich die Gewichte des UKFM-NN annähernd konvergieren, während die Gewichte der Vergleichsbeobachter deutlichen, kontinuierlichen Änderungen unterliegen. Aus der zeitlichen Varianz der Gewichte wird durch Mittelwertbildung die Konvergenzrate berechnet, die in Abb. 6.24 rechts deutlich zeigt, dass die Gewichte der Vergleichsansätze anhaltend oszillieren. Im Gegensatz dazu erreicht die Konvergenzrate des UKFM-NN sehr gute Werte nahe Null, die ab etwa $t = 100s$ als konvergierter Zustand bezeichnet werden können.

Reibprofile

Zur Beurteilung, ob das Reibprofil erfolgreich eingelernt ist, werden die GRNN-Ausgänge zu den vorliegenden Gewichten bei t=200s gebildet und über dem Eingangsbereich aus Fenstergeschwindigkeit und -position aufgetragen, vgl. Abb. 6.25 .

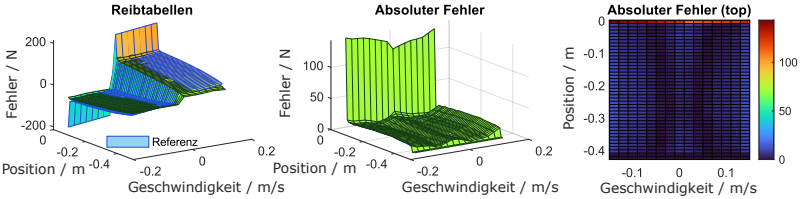


Abbildung 6.25: Identifizierte Reibtabelle (links) mit Referenzreibung (blau) und absoluter Fehler (Mitte,rechts)

Die Überlagerung von identifizierter und vorgegebener Reibung weist eine gute Übereinstimmung auf. Jedoch konnten nicht alle Bestandteile mit hoher Genauigkeit identifiziert werden. Aus dem absoluten Fehler wird ersichtlich, dass die Kombinationen aus angefahrenen Geschwindigkeiten und Positionen besonders niedrige Abweichungen aufweisen, während höhere Geschwindigkeiten

in den Randgebieten unterschätzt werden. Zudem ist eine deutliche Abweichung im oberen Block zu erkennen, welche auf die zeitliche Differenz des Blockanschlags zwischen den Streckenmodellen zurückzuführen ist.

6.3.2 Prüfstandsversuch

Mit dem Versuch am Prüfstand soll die Konzepttauglichkeit mit den Anforderungen des realen Systems validiert werden. Als Anregung wird eine konstante Gleichspannung von $\pm 12V$ eingesetzt, das Messintervall beträgt 200s bei einer Schrittweite von $100\mu s$. Zu den besonderen Anforderungen des Prüfstandversuchs zählt der Einfluss des kommutierenden Motors. Dieser ist nicht im Streckenmodell des Beobachters enthalten und führt zu einem großen Beobachterfehler in Abhängigkeit der Rippleamplituden.

Ergebnisse

Die Ergebnisse der Zustandsbeobachtung sind in Abb. 6.26 abgebildet.

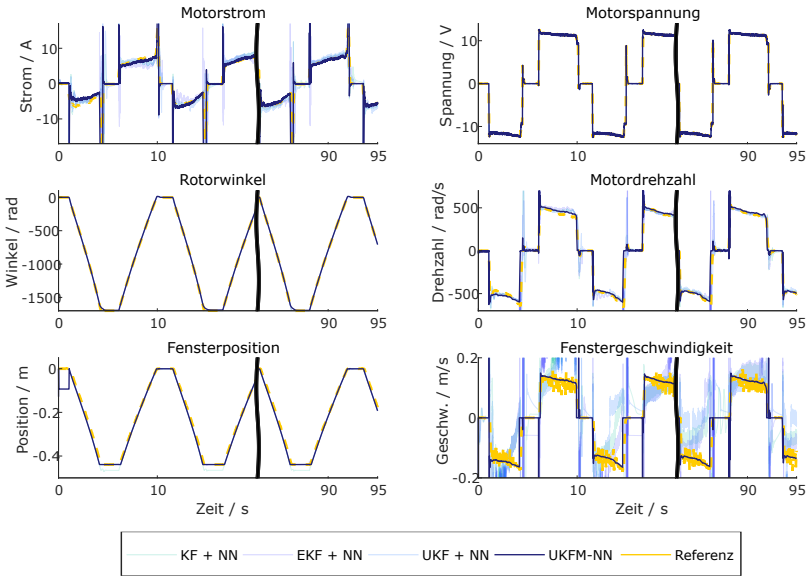


Abbildung 6.26: Gemessene und beobachtete Zustände am realen System mit unbekannter Reibung

Der UKFM-NN zeigt ein sehr gutes Ergebnis, das sich auch im ungelernten Zustand als stabil erweist. Im Gegensatz hierzu kommt es bei den Vergleichsbeobachtern zu deutlichen Instabilitäten bei der Geschwindigkeitsschätzung, welche sich negativ auf die Konvergenz der GRNN auswirken. Deshalb können die Vergleichsansätze trotz einer guten Übereinstimmung der restlichen Zustände nicht zur Reibungsschätzung eingesetzt werden. Dem Motorstrom ist zu entnehmen, dass der beobachtete Ripplestrom des UKFM-NN durch einen stabilen Mittelwert angenähert wird, der sich in Abhängigkeit des Lernvorgangs in Richtung des realen Mittelwerts bewegt. Dies deutet darauf hin, dass ein erfolgreiches Lernen des Reibverlaufs stattfindet. Die Stromverläufe der Vergleichsbeobachter

zeigen dagegen starke Abweichungen während des Anfahrens und des Blocks. In Abb. 6.27 sind die gelernten Reibprofile nach 20s und nach 200s dargestellt.

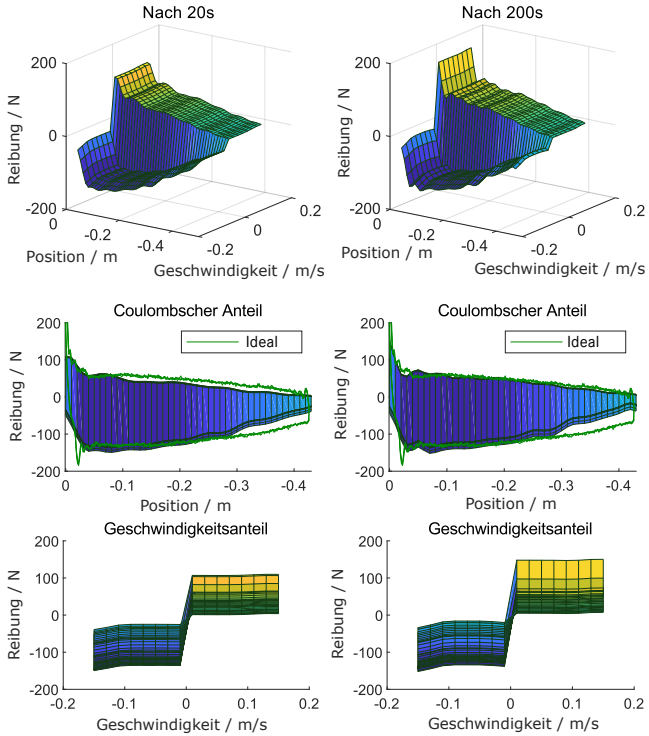


Abbildung 6.27: Identifizierte Reibtabellen nach 20s (linke Spalte) und 200s (rechte Spalte)

Aus der Abbildung wird deutlich, dass bereits nach 20s eine sehr gute Näherung des Reibverlaufs vorliegt. Im weiteren Verlauf der Messung prägen sich zusätzliche Details aus, die das Gesamtbild nur noch geringfügig verändern. Der Vergleich mit der Referenzverschiebekraft zeigt, dass eine gute Übereinstimmung der coulombschen Anteile vorliegt. Die Geschwindigkeitsanteile belaufen sich auf etwa $1-5\%$ des Gesamtkraftverlaufs. Die stabile Zustandschätzung und konvergierende Reibungsidentifikation des UKFM-NN validieren die Eignung des eingesetzten Streckenmodells sowie die Konzepttauglichkeit des Ansatzes zur Anwendung am realen System.
Es ist zu erwarten, dass die weitere Minimierung des Systemrauschens zu einer Verbesserung der Reibkraftschätzung führt. Zu den Einflussfaktoren zählen insbesondere Parameterabweichungen des Antriebs der elektrischen und mechanischen Parameter sowie die Systemsteifigkeiten, deren Absolutwerte aufgrund der hohen Sensitivitäten möglichst genau zu identifizieren sind.
Eine Übersicht und Zusammenfassung der numerischen Ergebnisse zur idealen Simulation (I), dem Prüfstandsversuch (III) und der Simulation unter erschwerten Bedingungen (II) sind im Anhang in Tab. 8.1, Tab. 8.2 und Tab. 8.1 zusammengefasst.

6.3.3 Diskussion

Dem Entwurf des UKFM-NN liegt die Problemstellung zugrunde, dass Vorspannungen und zeitveränderliche Reibanteile eine Unbekannte bilden, die in konventionellen Einklemmschutzregelungen zu Fehldetektionen führen. Daher wird eine verbesserte Identifikation dieser Unbekannten und ihrer Parameterabhängigkeiten angestrebt, um eine bessere Anpassungsfähigkeit zu ermöglichen und so die Robustheit gegen Fehldetektionen zu erhöhen. Darüber hinaus bildet die Reibkenntnis einen wichtigen Analysewert, dessen baureihenübergreifende Spreizung und Veränderungen über der Bauteillebenszeit zu einer Systemoptimierung beitragen können.
Aus dem Serieneinsatz ist bekannt, dass die Reibprofile für jedes Fahrzeug einzigartig sind und hohe Abhängigkeiten zum Vorspannungszustand, dem Komponentenalter und der -temperatur aufweisen. Im Stand der Technik wird der Einsatz von Lookup-Tabellen beschrieben, welche die Lastprofilabhängigkeiten abbilden. Diese Ansätze erscheinen beschränkt darin, mehrdimensionale Parameterabhängigkeiten und dynamische Effekte mit adäquatem Anregungs- und Speicheraufwand zu berücksichtigen. Ein modellbasierter Ansatz auf Basis von Beobachtermodellen ist nicht ersichtlich, vgl. Abs. 2.2.2. Als Randbedingung wurde die Vernachlässigung des Rechenaufwands eingeführt, da dieser mit zukünftigen Zentralrechensystemen eine geringere Gewichtung erfährt.
Über den Einsatz einer beobachterbasierten Regelung können die Anteile des bekannten Streckenverhaltens und der bekannten Streckenparameter über ein Streckenmodell eingebracht und getrennt von den unbekannten, zeitveränderlichen Streckenanteilen behandelt werden. Ein weiterer Vorteil ist die geringe Abstraktion des Systems, wodurch die tatsächlichen Reibkomponenten identifizierbar werden. Eine Erfassung dieser Reibwerte über der Zeit erlaubt die Abbildung von Komponentenalterungsprozessen. Dies erlaubt eine bessere Differenzierung nach Komponenten- und Materialkennwerten, wodurch die Übertragbarkeit auf Ursachen und Designentscheidungen während des Entwicklungsprozesses ermöglicht wird.
Der verfolgte Ansatz des UKFM-NN verbindet dies in einem ganzheitlichen Konzept, bei dem das Streckenmodell mit hoher Modellierungsflexibilität aufgebaut werden kann und eine parallele Identifikation der Reibungsanteile durch Funktionsapproximation mithilfe von GRNN-Strukturen erfolgt. Das Verfahren baut auf einen geteilten Beobachterfehler auf und erfordert die Sichtbarkeit der Reibeinflüsse in den Messgrößen.
Mit den Ergebnissen konnte gezeigt werden, dass das Verfahren in der Lage ist, die aus der Problemstellung abgeleiteten Anforderungen zu erfüllen. Zu den in Abb. 4.8 aufgeführten Anforderungen zählt eine konvergierende Identifikation des Lastprofils, welche eine Voraussetzung für die Erweiterung zur indirekten EKS-Detektion bildet.
Zur Einordnung der Ergebnisse wurden mehrere Vergleichsbeobachter aufgestellt und eine Erprobung unter Störeineinflüssen durchgeführt. Die Vergleichsbeobachter bestanden aus linearen Luenberger, Kalmanfiltern sowie nichtlinearen, lernfähigen Extended Kalman Filter und Unscented Kalmanfiltermodellen mit und ohne GRNN-Strukturen zur Reibungsidentifikation. Aus dem Vergleich konnte gezeigt werden, dass die linearen Ansätze aufgrund von Instabilitäten und fehlender Konvergenz nicht geeignet erschienen. Eine optimierte Polplatzierung könnte zu einer Verbesserung beitragen, allerdings bestehen durch Endanschläge und Selbsthemmung Modellabweichungen, die mit nichtlinearen Ansätzen eliminierbar sind. Die nichtlinearen Ansätze des EKF und UKF weisen eine robustere Zustandsschätzung auf, jedoch konnte im Vergleich zum UKFM-NN keine Reibungskonvergenz erzielt werden.
Eine weitere Abgrenzung erfolgte durch den Vergleich mit einem UKF-NN Ansatz mit identischem Prozessmodell und GRNN Architektur. Verbleibende Unterschiede bestehen in den Abs. 5.4.3 vorgestellten Anpassungen zur Sigmapunktkorrektur, Haftreibungsmodellen und angepassten Trainingsregeln. Dies deutet darauf hin, dass die in Abs. 5.4.2 vorgestellten und im UKFM-NN angewandten Anpassungen für Konvergenz und Güte der Reibungsidentifikation ausschlaggebend sind. Als starke Abhängigkeiten zum Einsatz nichtlinearer Prozessmodelle sind Selbsthemmung und Block sowie die elektromagnetischen Verluste des Motors zu nennen. Dennoch wäre der Einsatz linearer Zustandsbeobachtung nicht vollständig auszuschließen. Als Anforderung an eine solche Modellreduktion könnte ein Umschalten im Verfahrbetrieb, die Kombination zu lernfähiger Beobachtung und die Anwendung der gewonnenen Trainingserkenntnisse als nächster Schritt erprobt

werden.
Mit der Simulation von unmodellierten Parameterabweichungen und Störrauschen wurde die Robustheit des UKFM-NN erprobt. Das Verfahren zeigte unter der Präsenz dieser Störgrößen eine weiterhin stabile Zustandsschätzung, allerdings sanken die absoluten Genauigkeiten. Die Genauigkeit der Reibungsidentifikation weist eine hohe Abhängigkeit zur Parametergüte des Streckenmodells auf. Als abschließender Robustheitstest wurde das Modell mit realen Messwerten erprobt. Trotz vorliegender Parameter- und Streckenmodellabweichungen erzielte das Verfahren eine robuste Zustandsschätzung mit einer für die FH-Regelung ausreichenden Genauigkeit. Ebenso konvergierten die neuronalen Netze, wodurch die Reibtabelle des realen Systems identifiziert werden konnte.
Dadurch konnte gezeigt werden, dass sich das Verfahren für den Einsatz am FH-System eignet. Ebenso wurden die Vorteile des UKF-Ansatzes und die Validität der in Abschnitt vorgestellten Anpassungen ersichtlich. Durch die Erfüllung einer simultanen Zustands- und Reibungsidentifikation konnte die Struktur des UKFM-NN, bestehend aus gekoppelten UKF und GRNN-Strukturen und der Rückführung eines geteilten Beobachterfehlers, validiert werden. Im Vergleich zum Stand der Technik scheint das Verfahren einen Neuheitswert durch den Einsatz von Beobachtermodellen in FH-Regelungen sowie zur vorliegenden Kombination des lernfähigen UKF mit GRNN-Strukturen und deren Einsatz zur Reibkomponentenidentifikation aufzuweisen.
Der Beobachteransatz lässt sich auf andere Systeme übertragen und könnte bspw. für den Einsatz an Heckklappen, Schiebedach und Türsystemen im Automobilbereich eingesetzt werden, bei denen zeitveränderliche Reibanteile mit Einklemmschutzrelevanz existieren. Einschränkend ist neben der Beobachtbarkeit des Systems auch die Beobachtbarkeit des Reibeinflusses für eine Reibungsidentifikation zu gewährleisten. Weitere Einschränkungen existieren in Form der Anforderung an eine ausreichende Streckenparameterkenntnis sowie einer hinreichenden Modellierung des Streckenmodells, sodass die gesuchten Reibanteile möglichst isoliert vorliegen.

6.4 Beobachterfehlerbasierter Einklemmschutz

Nach der erfolgreichen Validierung des UKF-Beobachterkonzepts im vorangegangenen Abschnitt, wird dieser nun für das in Abs. 5.5.4 entwickelte EKS-Konzept eingesetzt. Da die bisherigen Ergebnisse eine stabile Zustandsbeobachtung aufzeigen, ist zu erwarten, dass sich die beobachteten Größen auch als dynamische Referenzwerte eignen. Das Konzept hebt sich durch den Einsatz des Beobachterfehlers und dessen erster und zweiter Zeitableitung vom Stand der Technik ab. Diese werden zu den beobachteten und gemessenen Größen mithilfe eines Differenzenquotienten mit variabler Schrittweite nach Abs. 5.5.2 gebildet. Da über die Differenzierung sämtliche Schwankungen des Ausgangsprofils verstärkt werden, ist eine ausreichende Identifikationsgüte des Lastprofils und eine ausreichende Stabilität der Zeitableitungen gefordert. Über die beobachteten Gradientenprofile soll eine lokale Erhöhung der EKS-Sensitivität gegenüber konstanten Schwellwerten erzielt werden. Die Güte dieser dynamischen Auslöseschwellen kann somit aus der Korrelation zu den gemessenen Gradientenprofilen bestimmt werden.

6.4.1 Testumgebung

Als Testumgebung werden Serienfahrzeuge mit Rahmentüren in Betracht gezogen, die eine geeignete Vorspannung sowie Wiederholgenauigkeiten zu serienmäßigen Fertigungs- und Montagetoleranzen aufweisen. Dadurch wird sichergestellt, dass die Welligkeit des Lastprofils den Zielbedingungen entspricht und die Ergebnisse mit dem zertifizierten Einklemmschutz vergleichbar sind. Zur Auswertung der auftretenden Einklemmkräfte wird eine Schließkraftmessung mit einem scheibenmontierten Messgerät eingesetzt, vgl. Abb. 6.28.

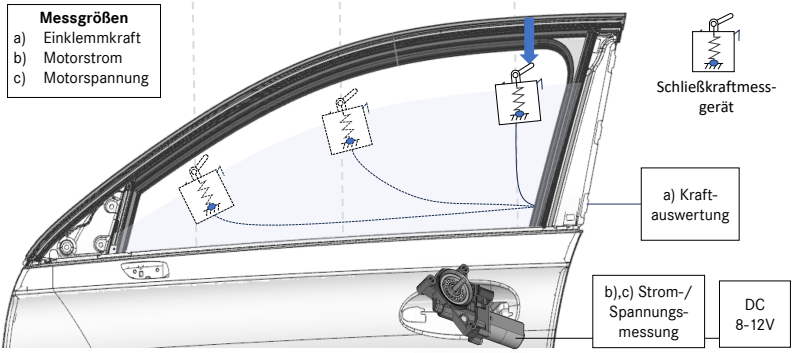


Abbildung 6.28: Aufbau zu den Fahrzeugmessungen mit scheibenmontierter Schließkraftmessung und einstellbaren Federsteifigkeiten

Die Einklemmkraftmessungen werden zu drei Messpositionen zwischen der A- und B-Säule durchgeführt, um Unterschiede in den Einklemmkraftgradienten hervorzuheben. Die Höhe des Einklemmens wird in Abhängigkeit der Federrate von 0 bis 100mm verstellt. Durch Auswechseln der Federn kann die Federrate Werte von 2 bis 65N/mm annehmen. Zum Verfahren der Fensterscheibe wird eine konstante Spannung zwischen 8 und 12V eingesetzt. Als weitere Messgrößen wird die Motorspannung und der Motorstrom mit einer Abtastrate von 10kHz erfasst.

6.4.2 Testablauf

Der Testablauf kann in zwei Phasen unterteilt werden. In der ersten Phase werden vollständige Öffnungs- und Schließzyklen ohne Einklemmobjekt abgefahren, um die Auslöseschwellen des EKS zu kalibrieren. Außerdem wird mit dieser Phase die Lastprofilgenauigkeit in Abhängigkeit der Gradientenkorrelation bewertet. Um einen aussagekräftigen Mittelwert zu erhalten, werden bis zu 20 Zyklen in zwei Spannungsbereichen von 8V-12V angefahren.
Außerdem wird mit dieser Phase die Lastprofilgenauigkeit in Abhängigkeit der Gradientenkorrelation bewertet. Um einen aussagekräftigen Mittelwert zu erhalten, werden bis zu 20 Zyklen in zwei Spannungsbereichen von 8V-12V angefahren.
In der zweiten Phase wird die Reaktionsfähigkeit des Einklemmschutzes auf Basis der voreingestellten Auslöseschwelle beurteilt. Dazu werden Einklemmfälle mit Steifigkeiten von 2,10,65N/mm an A- und B-Säule mit den Grenzspannungen von 8V und 12V durchgeführt. Die Messung zu zwei Spannungsgrenzbereichen stellt sicher, dass die EKS-Sensitivität, sowohl im Bereich hoher, als auch niedriger Gradienten und Verfahrgeschwindigkeiten ermittelt wird. Die Einklemmfälle werden ohne Reversiervorgang betrachtet, um identische Ausgangsbedingungen für den Vergleich der individuellen Auslösezeitpunkte der insgesamt sechs Einklemmkonditionen zu schaffen.

6.4.3 Auswertung zur Güte der beobachteten Referenzwerte

Mit einem Kalibrierlauf soll sichergestellt werden, dass die Auslöseschwellen richtig eingestellt werden. Dies soll verhindern, dass Abweichungen der Gradientenprofile zu einem Fehlauslösen des Einklemmschutzes führen. Ebenso sollen Bereiche hoher Korrelation durch besonders niedrige Schwellwerte profitieren und dadurch die Einklemmschutzsensitivität erhöhen. Der Kalibrierlauf kann nur mit voridentifiziertem Lastprofil im gelernten Zustand erfolgen, vgl. Abb. 5.36. Um eine ausreichende Güte der beobachteten Gradienten zu gewährleisten, wird die Neuronenzahl der positionsabhängigen Reibungsidentifikation von 40 auf 200 erhöht. Dies entspricht einer Auflösung von etwa 3mm des Scheibenverfahrweges oder in etwa zwei Rotorumdrehungen. Die Neuronen besitzen eine äquidistante Verteilung mit $\Delta\xi = \text{const.}$. Das Ergebnis dieser höher aufgelösten Reibungsidentifikation, die an einem Fahrzeug durchgeführt wurde, ist in Abb. 6.29 abgebildet.

Der identifizierte Reibverlauf aus Abb. 6.29 beschreibt die Reibung des Hochlaufs. Auf der linken Seite ist der Anlauf und rechts der Block zu erkennen. Die neuronalen Gewichte liegen mittig auf dem Netzausgang und beschreiben daher näherungsweise den lokalen Reibanteil in physikalischen Einheiten. Das Ziel der Identifikation ist die Abbildung der lokalen Welligkeiten, welche durch die Zeitableitung der beobachteten Zustände verstärkt werden.

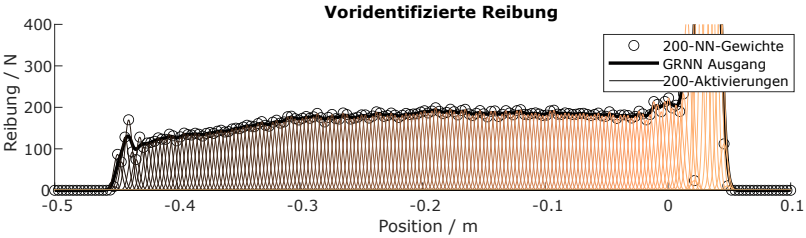


Abbildung 6.29: Voridentifiziertes Reibprofil mit 200-Aktivierungsfunktionen in einem Abstand von 3mm-Scheibenverfahrweg zur Gewährleistung einer hohen Gradientenauflösung

Korrelation der Gradientenprofile

Zunächst werden die absoluten, zeitlichen Abweichungen der Strom- und Drehzahlprofile über mehreren Schließzyklen verglichen. Die zeitliche Abweichung ist maßgebend für das Einleiten des Reversiervorgans. Daher sollten lokale Spitzen und Täler idealerweise verzögerungsfrei in den beobachteten Größen auftreten. Ein zeitlicher Versatz oder ein antizyklisches Auftreten könnte ansonsten zu einer Verschlechterung der Sensitivität führen. Eine ausreichende Korrelation im Zeitbereich würde die Vorhersagbarkeit der Gradientenprofile bestätigen und somit den Einsatz des Beobachters zur Generierung dynamischer Gradientenreferenzwerte validieren. Die Messung wird mit 8V und 12V und einer Schrittweite von 0.1ms durchgeführt. Der Beobachter verfügt über 200 positionsabhängige Neuronen je Fahrtrichtung und befindet sich im eingelernten Zustand. In Abb. 6.30 sind die Ergebnisse der 8V-Messung für die Geschwindigkeitsgradienten und einen Schließzyklus dargestellt. Die Plots über der Zeit sollen die zeitliche Korrelation und die Schwankungen der gemessenen Profile verdeutlichen.

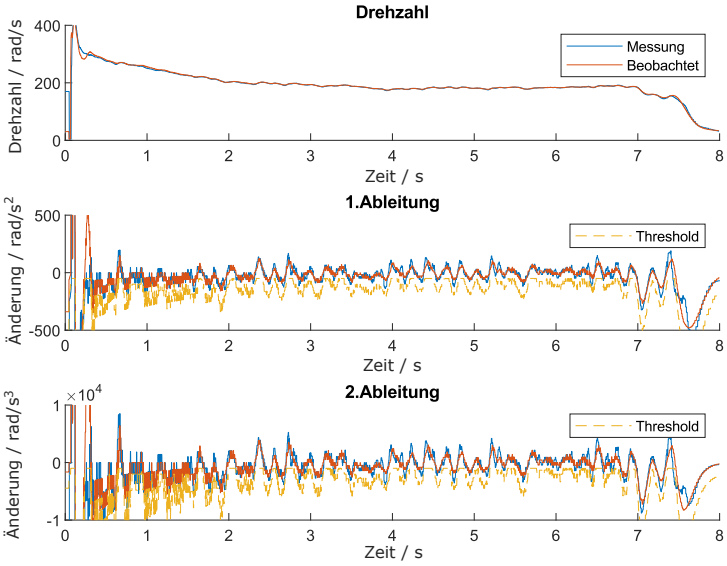


Abbildung 6.30: Verlauf der beobachteten und gemessenen Drehzahlprofile im gelernten Zustand über dem zwölften Schließzyklus bei 8V zur Verdeutlichung der zeitlichen Korrelation beider Profile; Möglicher Schwellwertverlauf (gelb)

Das Geschwindigkeitsprofil zeigt ein hervorragendes Ergebnis mit mittleren Abweichungen von unter 5rad/s. Der Vergleich mit den Zeitableitungen offenbart, dass auch der Verlauf lokaler Schwankungen, sowohl in der ersten als auch in der zweiten Zeitableitung, verzögerungsfrei abgebildet wird. Der Schwellwertverlauf berechnet sich aus den beobachteten Größen und den auftretenden Minimalwerten beider Verläufe.
Als Nächstes wird nach den Stromgradienten ausgewertet, vgl. Abb. 6.31.

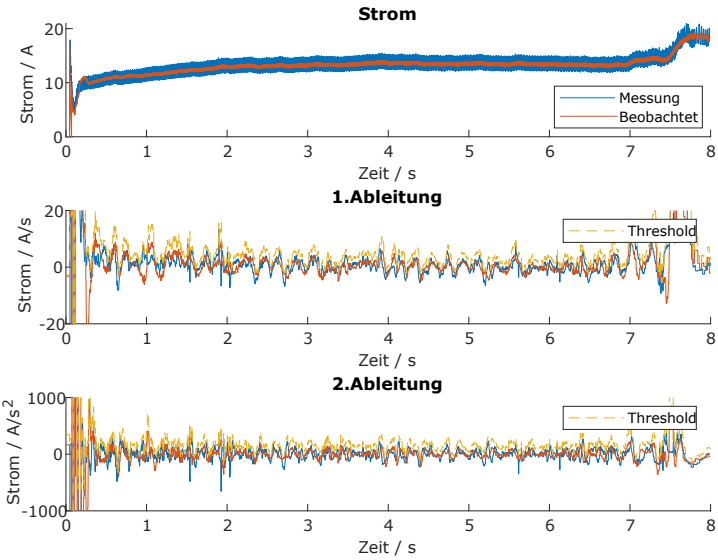


Abbildung 6.31: Verlauf der beobachteten und gemessenen Stromprofile im gelernten Zustand über einem kompletten Schließzyklus bei 8V zur Verdeutlichung der zeitlichen Korrelation beider Profile; Möglicher Schwellwertverlauf (gelb)

Das Stromprofil verläuft mittig durch den gemessenen Stromverlauf und beinhaltet Unebenheiten, die deutlich hervortreten und stark dem gemessenen Verlauf gleichen. Diese Unebenheiten können nur aus der Voridentifikation des Lastprofils resultieren und deuten auf eine hohe Identifikationsgüte hin. Im Vergleich zu den Drehzahlgradienten scheinen in den Stromgradienten weitere dynamische Anteile enthalten zu sein, die nicht identifiziert werden konnten. Trotzdem zeigt sich eine gute bis sehr gute Korrelation, die für den Anwendungsfall als geeignet erscheint.

Bei den Messungen mit 12V zeigen sich höhere Gesamtgradienten, aber ein weniger ausgeprägtes Gradientenprofil. Der Verlauf ist im Allgemeinen weicher und besitzt eine geringere Wiederholgenauigkeit. Dies führt zum Einsatz höherer Auslöseschwellen. Die Ergebnisse der 12V Messung sind im Anhang in Abb. 8.8 abgebildet.

Positionsabhängige Korrelation

Durch Betrachtung der Gradienten in Abb. 6.30 und Abb. 6.31 über der Fensterposition kann die positionsabhängige Korrelation gefunden werden. In Abb. 6.32 sind insgesamt zwölf aufeinanderfolgende Schließzyklen zum Drehzahlgradienten aufgetragen.

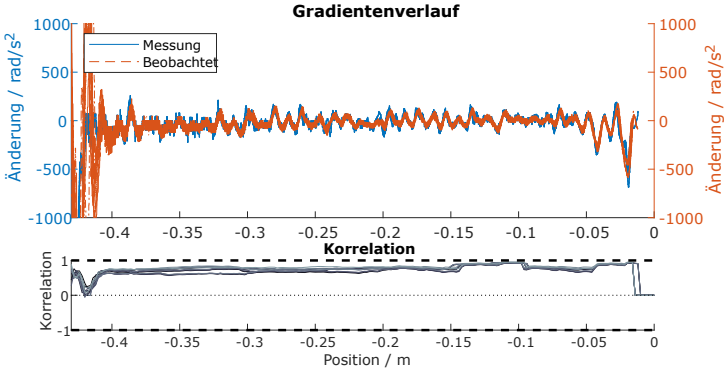


Abbildung 6.32: Positionsabhängige Korrelation des gemessenen und beobachteten ersten Geschwindigkeitsgradienten über 12 individuellen Schließvorgänge

Es zeigt sich eine sehr hohe Korrelation zwischen beobachteten und gemessenen Gradienten, die stellenweise nahe bei Eins liegt. Außerdem ist die hohe Wiederholgenauigkeit zwischen den zwölf Schließzyklen ersichtlich. Insbesondere im kritischen Einklemmbereich größer -0.15m zeichnen sich hohe Korrelationskoeffizienten ab. Dies erlaubt den Einsatz besonders niedriger Schwellwerte. Die Positionskorrelation der restlichen Gradienten ist im Anhang in Abb. 8.9 abgebildet. Anhand dieser Ergebnisse wird die Güte der Reibungsidentifikation und die Wiederholbarkeit bestätigt.

Anlaufkompensation

In der Anlaufphase durchläuft das System Phasenübergänge, die hohe Strom- und Geschwindigkeitsgradienten hervorrufen. Insbesondere das Anspannen der inneren Federkraft, die zur Überwindung der Fensterhaftreibung notwendig ist, führt zu zusätzlichen Gradienten, die einem Einklemmereignis in Betrag und Vorzeichen ähneln. Daher wird der beobachtete Vorspannungszustand des Systems verwendet, um eine Schwellwertanpassung und Plausibilisierung der Anlaufphase durchzuführen. Der beobachtete Vorspannungszustand und der Verlauf der EKS-Thresholds der Stromgradienten sind für die 12V-Messung in Abb. 6.33 für einen Schließzyklus dargestellt.

Es ist erkenntlich, dass die Vorspannungsphase in etwa 200ms durchlaufen wird und zu einer geeigneten Schwellwertanpassung bei t=0.5s führt. Nach der Anlaufphase ist der weitere Schwellwertverlauf der beiden Stromgradienten bis zum vollständigen Schließen zu erkennen. Die sichtbaren Schwankungen im gemessenen Profil sowie der obere Block der Fensterscheibe werden korrekt nachgebildet, wodurch eine Fehlauslösung vermieden werden kann. Mithilfe der Anlaufkompensation kann die Reaktionsfähigkeit des EKS während der Anlaufphase gewährleistet werden.

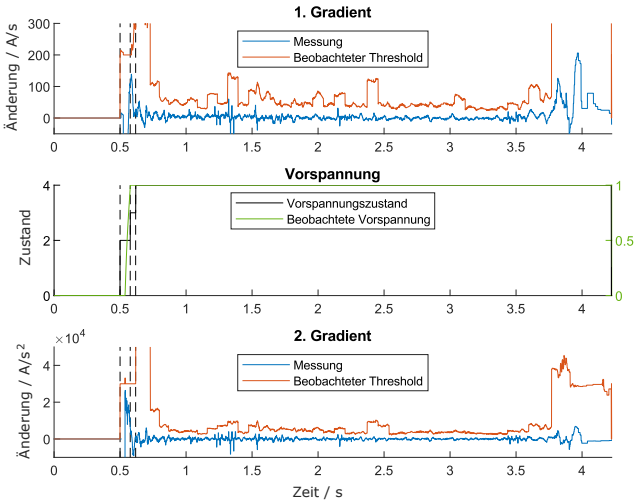


Abbildung 6.33: Schwellwertanpassung der Stromgradienten in der Anlaufphase anhand der beobachteten Vorspannung für einen Schließzyklus bei 12V

6.4.4 Auswertung zur Einklemmschutzsensitivität

Nachdem die Gradientenverläufe eine sehr gute Korrelation aufweisen und der Schwellwertverlauf über der Fensterposition kalibriert wurde, kann nun der Einklemmfall erprobt werden. Dazu werden Einklemmfälle mit Einklemmsteifigkeiten von 2-65N/mm, bei 8-12V und Einklemmpositionen über der A- und B-Säule betrachtet. Die Betrachtung der Grenzbereiche erlaubt die Bildung von Mittelwerten und Maxima, die als Kennparameter dienen. Um aussagekräftige Sensitivitäten zu erhalten, werden die Einklemmessungen am Fahrzeug durchgeführt, sodass Gesamtsteifigkeit und Vorspannung betriebsnahen Bedingungen entsprechen. Das Ziel der Validierung ist die Bewertung der Konzepttauglichkeit und einer möglichen Einhaltung der FMVSS-118 entsprechend Tab. 2.1.

SNR im Einklemmfall

Zunächst wird das Signal zu Rauschverhältnis der Beobachterfehlerkomponenten betrachtet. Das Überschreiten einer der sechs Komponenten löst nach Gl.(5.133) den Reversiervorgang aus. In Abb. 6.34 ist der Beobachterfehlerverlauf für eine Messung mit 8V und 65N/mm Einklemmsteifigkeit dargestellt:

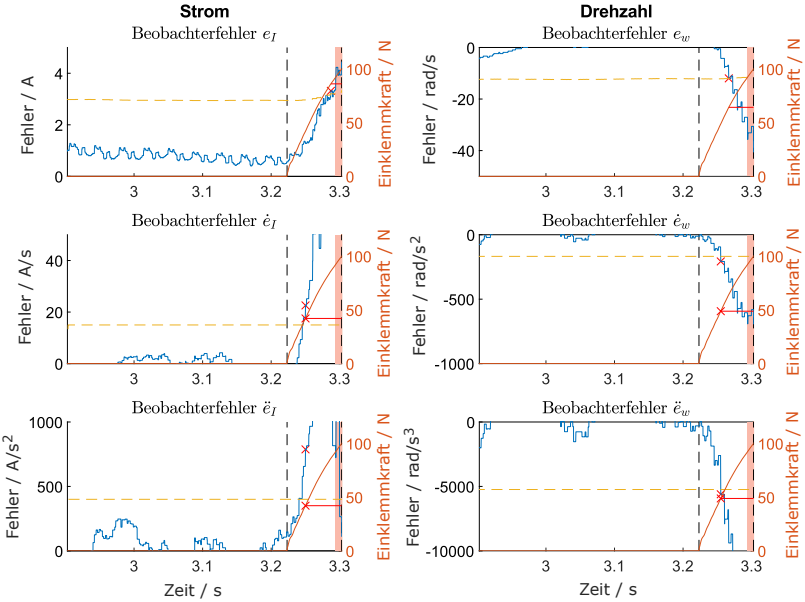


Abbildung 6.34: Verlauf der sechs Beobachterfehler (blau) aus denen sechs individuelle Einklemmsignale gebildet werden und der Einklemmkraft (orange) für einen Einklemmfall bei 8V und 65N/mm Steifigkeit; Schwellwertüberschreitung jeweils rot markiert

Mit Abbildung 5.134 wird deutlich, dass der Einklemmfall sehr klar aus sämtlichen Beobachterfehlern abgelesen werden kann. Das Signal zu Rauschverhältnis der 100N Amplitude liegt für alle Verläufe bei ca. fünf bis acht und schneidet bei den drehzahlabhängigen Fehlern etwas besser ab. Von oben nach unten ist der Vorteil der Zeitableitungen höheren Grades zu erkennen. Bei den höheren Ableitungen verschiebt sich der Verlauf des Beobachterfehlers nach links, wodurch eine Schwellwertüberschreitung früher detektiert werden kann. Die Signalqualität bestätigt die Eignung der Zeitableitungen zur EKS-Detektion.

Reaktionszeit im Einklemmfall

Die Reaktionszeit kann definiert werden als Differenzzeit zwischen dem ersten Einklemmkraftanstieg und dem Zeitpunkt der Einklemmdetektion. Zusätzlich ist die Restzeit zu beachten, die ab dem Detektionszeitpunkt bis zum Aufbau der 100N-Einklemmkraft verbleibt. Denn diese ist maßgebend für die Reversierbarkeit, die aufgrund der Systemzeitkonstanten nicht verzögerungsfrei eingeleitet werden kann. Für die Restzeit besteht eine Abhängigkeiten zur Verfahrgeschwindigkeit der Scheibe. Bei vorliegendem System wird ein Grenzbereich von 10ms als kritischer Reversierbereich der 65N/mm angenommen. Eine Unterschreitung dieses Grenzwerts führt aufgrund der Systemträgheit zu einer Überschreitung der zulässigen Einklemmkraft.
Die Messung der Einklemmkraftgradienten erfolgt am Fahrzeug mit konstanten 8V und 12V Eingangsspannung. Es werden Einklemmfälle mit Einklemmsteifigkeiten von 2N/mm,10N/mm,65N/mm und Einklemmpositionen an A- und B-Säule aufgezeichnet. In Abb. 6.35 sind die Einklemmkraftgradienten über der Restzeit dargestellt.

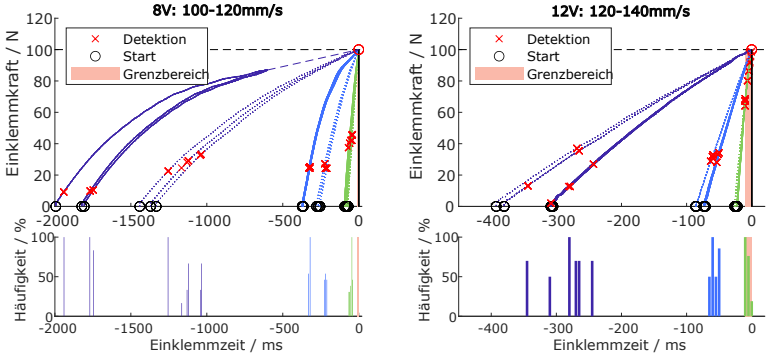


Abbildung 6.35: Einklemmkraftgradienten mit Detektionszeitpunkten synchronisiert über dem Erreichen der 100N Einklemmkraft; 8V (links), 12V(Rechts)

Die Verläufe werden mit dem Zeitpunkt des Erreichens der 100N-Einklemmkraft zeitlich synchronisiert. Aufgrund der Synchronisierung konvergieren die Gradienten bei t=0 und 100N-Einklemmkraft. Dies erlaubt einen direkten Vergleich des Gradientenanstiegs sowie der Restzeiten, die direkt abgelesen werden können.
Im unteren Teil ist die Häufigkeit der Einklemmrestzeiten je Einklemmsteifigkeit mit einer Auflösung von 5ms dargstellt. Bei 2N/mm und 10N/mm bleibt die Einklemmkraft insgesamt unterhalb von 40N mit einem Mittelwert von etwa 30N. Die Einklemmsteifigkeit von 2N/mm kann teilweise sehr früh mit Werten unterhalb der 10N-Grenze identifiziert werden. Für diesen Bereich zeigt sich eine sehr robuste Einklemmdetektion, die keine Ausreisser aufweist. Mit diesem Ergebnis ist das EKS-Konzept für die 2N/mm validiert. Für die 65N/mm zeigen sich sehr steile Gradienten, die bereits zu Beginn eine minimale Restzeit von 60-90ms für die 8V- bzw. 22-25ms für die 12V-Messung aufweisen. Das Verfahren liefert für die 8V-Messung einen robusten Mittelwert von etwa 60N-Einklemmkraft, der keine Ausreißer aufweist. Bei der 12V-Messung stoßt der kraftbasierte EKS an die physikalischen Grenzen und weist stellenweise Überschreitungen auf. Anhand der Ergebnisse erscheint bei vorliegendem System ein oberer Grenzwert von 10V Eingangsspannung als geeignet.

Verteilung der frühesten Auslöseindikation

Die Detektion des Einklemmereignisses erfolgt durch Schwellwertüberschreitung eines der sechs Beobachterfehler, vgl. Gl.(5.133). Durch diese ODER Verschaltung wird die höchste Reaktionsfähigkeit gewährleistet. Im Folgenden wird ausgewertet, welche Auslöseindikation bei welchen Einklemmsteifigkeiten und Einklemmpositionen am häufigsten auftreten.
Der Detektionszeitpunkt ist abhängig von der Abbildungstreue sowie von der EKK-Sensitivität des Ausgangssignals. Die Auslöseschwelle entspricht dem beobachteten Referenzwert plus dem über der Fensterposition kalibrierten Schwellwert. Niedrige Einklemmsteifigkeiten führen zu kleineren Gradienten, welche eine geringere Sichtbarkeit in den Gradientensignalen aufweisen, vgl. Abb. 5.33. Da sich die Gradienten über der Einklemmposition verändern, werden Einklemmfälle in der Nähe der A- und B-Säule unterschieden. In Abb. 6.36 ist die Häufigkeit der frühesten Indikationen je Beobachterfehlerkomponente zusammengefasst.

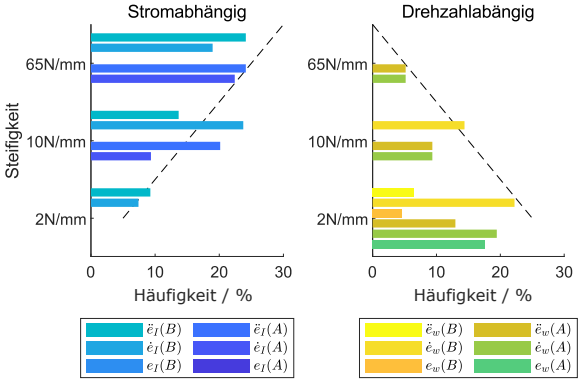


Abbildung 6.36: Häufigkeit der frühesten Auslöseindikation der einzelnen Einklemmsignale über der Einklemmsteifigkeit, unterteilt in A-Säule (A) und B-Säule (B)

Auf der linken Seite befinden sich die normierten Häufigkeiten der stromabhängigen Einklemmkonditionen über den Einklemmsteifigkeiten. Während auf der rechten Seite die drehzahlabhängigen Indikationen abgebildet sind. Beide Seiten sind weiterhin unterteilt in die zwei Einklemmpositionen der A- und B-Säule. Es wird deutlich, dass bei hohen Steifigkeiten der erste und zweite Stromgradient, aufgrund der hohen Sensitivität mit den geringsten Reaktionszeiten dominieren. Bei niedrigen Steifigkeiten dominieren hingegen die trägeren, drehzahlabhängigen Gradienten inklusive der absoluten Abweichung. Dies ist auf niedrigere Schwellwerte, aufgrund des geringen Rauschverhaltens zurückzuführen. Bei einer minimalen Steifigkeit von 2N/mm zeigen sich die absoluten Abweichungen als besonders geeignet, da besonders kleine Gradienten resultieren.
Die Verläufe weisen ein gegensätzliches und annähernd lineares Verhalten über der Einklemmsteifigkeit auf. Zwischen A- und B-Säule zeigen sich geringfügige Unterschiede, die auf lokale Thresholdschwankungen zurückzuführen sind. In Abb. 6.37 sind die Häufigkeiten für beide Einklemmpositionen aufsummiert dargestellt:

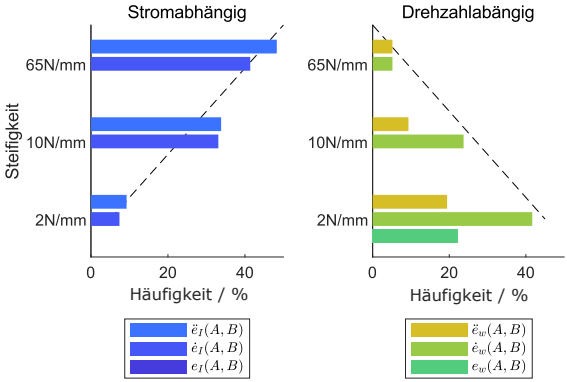


Abbildung 6.37: Häufigkeit der frühesten Auslöseindikation der einzelnen Einklemmsignale über der Einklemmsteifigkeit über beiden Einklemmpositionen

Diese Darstellung veranschaulicht das gegenläufige Auftreten der Auslöseindikation zwischen Strom- und Drehzahlkonditionen. Außerdem kann abgelesen werden, dass die ersten und zweiten Gradienten des Drehzahlverlaufs auch für die kleinsten Steifigkeiten eine Relevanz aufweisen.

6.4.5 Einfluss des Prozessrauschens

Ein höheres Prozess- zu Messrauschverhältnis führt zu einer höheren Beobachterdynamik und einem besseren Folgeverhalten der Beobachterausgänge und kann zu einer Reduktion des Beobachterfehlers beitragen. Daher wird die Reaktionsfähigkeit des EKS in Abhängigkeit des Prozessrauschens untersucht. Dazu wird das Verhältnis Q_K/R_K um mehrere Größenordnungen variiert und die Reaktionszeiten der Beobachterfehler mit den Ausgangswerten verglichen.

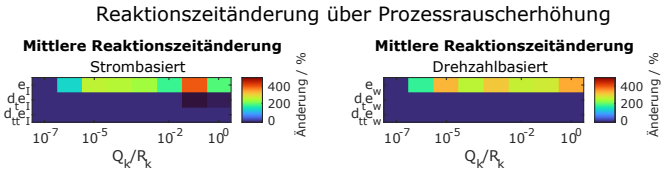


Abbildung 6.38: Veränderung der Reaktionszeiten über einem höheren Prozess- zu Messrauschverhältnis zu den sechs Beobachterfehler, konstanten Thresholds und 8V/12V Eingangsspannung

Aus Abb. 6.38 wird ersichtlich, dass sich eine Erhöhung des Prozessrauschens aufgrund einer höheren Beobachterdynamik besonders auf die Ausgangsfehler e_I, e_w auswirkt. Dagegen sind die Detektionsraten der Zeitableitungen nahezu unbeeinflusst. Bereits eine Erhöhung um eine Größenordnung wirkt sich deutlich auf das Reaktionsverhalten aus.

6.4.6 Zusammenfassung

Abschließend werden die Kennwerte zu Reaktionszeit und Einklemmkraft zum Detektionszeitpunkt gebildet. Die Kennwertbildung erfolgt für sämtlichen zuvor betrachteten Einklemmfälle und ist in Abb. 6.39 zusammengefasst.

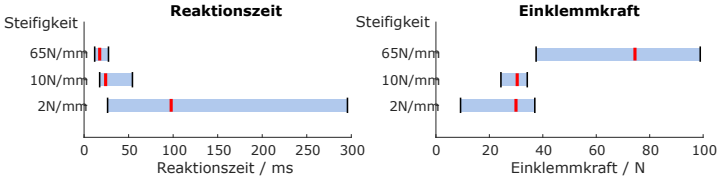


Abbildung 6.39: Übersicht zur ermittelten Reaktionszeit und Einklemmkraft des vorgeschlagenen EKS-Konzepts

Die Abbildung enthält die gemessenen Minimal- und Maximalwerte sowie die Mittelwerte (rot) über den drei Einklemmsteifigkeiten für Einklemmpositionen bei A-, B-Säule und für den Grenzbereich der Eingangsspannungen aus 8V, 12V. Die Anzahl der Einklemmfälle pro Eingangsspannung und Einklemmposition ist auf 12 normiert, um eine einheitliche Auswertung zu ermöglichen.
Die Zusammenfassung zeigt, dass die Einklemmkraft bei allen Einklemmfällen unter 100N bleibt. Für 2N/mm und 10N/mm zeigt sich ein sehr gutes Ergebnis mit einer mittleren Einklemmkraft von etwa 30N und maximalen Einklemmkräften von 40N. Auch bei 65N/mm zeigt sich ein sehr gutes Ergebnis mit einer mittleren Einklemmkraft von 75N und der kleinsten Reaktionszeit von etwa 12ms.
Allerdings ist aus dem Vergleich mit Abb. 6.35 zu erkennen, dass die Werte bei 12V Eingangsspannung und 65N/mm teilweise im roten Grenzbereich der Reversierbarkeit liegen. Daraus lässt sich schließen, dass die Zuverlässigkeit der EKS-Detektion für diese Eingangsspannung nicht gewährleistet werden kann. Es ist zu beachten, dass die dargestellten Mittelwerte auch als Näherung zum Mittelwert einer Eingangsspannung von 10V interpretiert werden können. Unter dieser Annahme kann eine Eingangsspannung von 10V für das vorliegende System als Grenzwert einer zuverlässigen 65N/mm Detektion definiert werden.
Eine Präzisierung der tatsächlichen Leistungsfähigkeit kann nur anhand weiterer Messungen erfolgen, die den Rahmen dieser Arbeit sprengen würden. Aus dem Stromgradientenanstieg zur zweiten Zeitableitung ist zu entnehmen, dass dieser über das vorliegende Konzept, sowohl für den Beobachter, als auch für die Strecke nahezu rausch- und verzögerungsfrei gebildet werden kann. Die Korrelation mit den Beobachterwerten hat gezeigt, dass sich die dynamische Berechnung der Referenzwerte auch für eine Minimierung der Zeitableitungen eignet. Es wurde ein positionsabhängiger Offset zu den Beobachterwerten verwendet, der weiter minimiert werden könnte. Eine solche Schwellwertminimierung wäre zudem über eine hochauflösendere Identifikation des Lastprofils denkbar. Im vorliegenden Versuch wurde eine Auflösung von 3mm pro Neuron verwendet. Dies entspricht einer Auflösung von zwei Motorumdrehungen. Hierbei würde eine Unterteilung in den Subumdrehungsbereich bis hin zu $\pi/16 \approx 53\mu m$ oder der Auflösung einer Rippleamplitude als sinnvoll erscheinen. Dies führt auf eine hohe Neuronenzahl bis in den vierstelligen Bereich. Aufgrund der kleinen Sigmawerte könnte eine Rechenoptimierung durch die exklusive Betrachtung benachbarter Neuronen bei der Berechnung der Ausgangswerte und des Gradientenabstiegs erfolgen. Die Auswertung der GRNN kann somit exklusiv im Bereich der Eingangswerte erfolgen. Dadurch kann die Recheneffizienz, auf Kosten minimaler Genauigkeitseinbußen, gesteigert werden, indem die Mehrheit der Neuronen mit niedrigen Aktivierungswerten vernachlässigt wird.
Anhand dieser Betrachtung ist davon auszugehen, dass das EKS-Konzept weiteres Optimierungspotenzial aufweist, mit dem bspw. die Einhaltung der 65N/mm auch bei 12V Eingangsspannung ohne eine mechanische Modifikation des Ausgangssystems denkbar wäre.

6.4.7 Diskussion der Ergebnisse

Fehldetektionen und stark angestiegene Anforderungen an die Reaktionsfähigkeit des Einklemmschutzes bilden den Ausgangspunkt für die Notwendigkeit eines neuen Einklemmschutzkonzepts. Die Anforderungen der FMVSS-118 an eine mehr als dreimal höhere Einklemmsteifigkeit von bis zu 65N/mm können zum Zeitpunkt der Bearbeitung dieser Arbeit von bestehenden indirekten EKS-FH-Systemen nicht eingehalten werden. Ebenso existieren Detektionsprobleme bei besonders niedrigen Steifigkeiten im Bereich von 2N/mm.Der vorgeschlagene Ansatz besteht aus insgesamt drei Neuerungen, die den Kern des EKS-Konzeptes bilden. Als Erstes ist der Einsatz einer beobachterbasierten FH-Regelung zu nennen. Durch einen lernfähigen Beobachter werden dynamische Auslöseschwellen generiert, die den Nominalzustand der Messausgänge für ein System ohne Einklemmobjekt beschreiben. Die Beobachterfehler dienen als Auslöseindikator. Die zweite Neuerung ist der Einsatz von zweiten Zeitableitungen, die eine höhere Reaktionsfähigkeit ermöglichen und von dem in Abs. 5.5.2 vorgestellten Algorithmus gebildet werden. Der algorithmische Ansatz bietet den Vorteil, dass harmonische Oberschwingungen einer Rotordrehung eliminiert werden. Als dritte Neuerung des vorgestellten Konzepts ist der Einsatz einer kontinuierlichen GRNN-basierten Lastprofilidentifikation zu nennen, die eine Nachidentifikation von zeitveränderlichen Streckenanteilen ermöglicht. Mit den Validierungsergebnissen konnte gezeigt werden, dass sich der beobachterbasierte EKS-Ansatz für den Einsatz am FH-System eignet. Aus den Korrelationsergebnissen der Gradientenverläufe der ersten und zweiten Zeitableitung des Motorstroms/- drehzahl wird die hohe Identifikationsgüte ersichtlich. Die gefundenen Gradienten korrelierten mit den Messdaten und beweisen die Identifizierbarkeit und die Eignung der Beobachterausgänge als dynamische Referenzwerte. Dabei besitzen die Geschwindigkeitsgradienten im Vergleich zu den Stromgradienten eine höhere Korrelation. Darüber wird ersichtlich, dass weitere dynamische Effekte existieren, die in dem Streckenmodell nicht abgebildet werden.Zur Bestimmung der Einklemmschutzsensitivitäten wurde das Konzept mithilfe von realen Fahrzeugmesswerten für drei Einklemmsteifigkeiten von 2,10,65N/mm, anhand mehrerer Einklemmfälle pro Einklemmsteifigkeit erprobt. Um die maximale Reaktionsfähigkeit zu bestimmen, wurde eine ODER Verschaltung der Auslöseindikatoren verwendet.Die Ergebnisse zeigten eine robuste Identifikation bei mehrfachen, aufeinanderfolgenden Einklemmfällen pro Messung, die auf nahezu identische Einklemmkräfte mit hohen Wiederholgenauigkeiten führten. Für Verfahrgeschwindigkeiten bis zu 140mm/s wäre am vorliegenden System eine Einhaltung der Einklemmanforderungen für alle Einklemmsteifigkeiten zu erwarten. Eine Quantifizierung der Einklemmschutzleistung gegenüber herkömmlichen Systemen konnte nicht durchgeführt werden, da keine referenzierbaren Statistiken für diese fahrzeugsspezifischen Messwerte zur Verfügung standen. Allerdings deuten die Ergebnisse darauf hin, dass das vorgeschlagene EKS-Konzept Potenzial aufweist, das in weiteren Validierungsversuchen zu bestätigen ist.Als Nächstes wäre eine Fahrzeugerprobung durchzuführen, um den Einfluss der Systemzeitkonstanten des vorgespannten Systems noch genauer und baureihenübergreifend zu beurteilen. Darüber hinaus könnte eine noch höhere Ortsauflösung der Reibungsidentifikation verwendet werden, um in den Subumdrehungsbereich des Motorankers vorzudringen. Durch den parallelen Einsatz von Rippleflanken, -Minima und -Maxima könnte die Zeitauflösung der Messgrößenprofile und Zeitableitungen um mehr als das Doppelte gesteigert werden. Die vorliegenden Reaktionszeiten liegen im Bereich der Systemzeitkonstanten, daher wird eine weitere Verbesserung maßgeblich durch mechanische Einflüsse und Designparameter in Form der Wiederholgenauigkeiten begrenzt.

6.5 Elektrostatischer Einklemmschutz

Das in Abs. 5.6.1 vorgestellte Konzept eines berührungslosen Einklemmschutzes basiert auf der Integration langer Elektroden in das umlaufende Dichtungsprofil in der Nähe des Einklemmbereichs und einer elektrostatischen Wechselwirkung mit dem Einklemmobjekt. Die Einklemmobjektdetektion erfolgt durch Bestimmung der Eigenkapzitätsänderung der Elektrode. Aufgrund des Messprinzips ist das Verfahren empfindlich gegenüber Bauteilgeometrien, Oberflächenpotentialen und Montagetoleranzen. Zu den Herausforderungen einer Validierung, die im Nachfolgenden die Konzepttauglichkeit bewerten soll, zählt die baureihenunabhängige Generalisierbarkeit des Ansatzes. Daher wird eine mehrstufige Validierung angestrebt, bei der Störfaktoren schrittweise hinzugeschaltet werden. Als Ausgangspunkt soll eine Tischprüfstandsmessung unter idealen Bedingungen dienen, die bis zur seriennahen Montage und Vermessung im Fahrzeug erweitert wird. Der Validierungsansatz besteht in einer qualitativen Auswertung des Signal-zu-Rausch Verhältnisses, das die Sichtbarkeit des Einklemmfalls in jedem Validierungsschritt nachweist.
In der Modellbildung wird der Bereich der zu erwartenden kapazitiven Wechselwirkung zwischen 0.1-10pF mit einer erwarteten Eigenkapzitätsänderung von $0.1 - 1\%$ und einer Sensitivität von 1pF/10mm für eine runde Elektrode abgeschätzt. Die Sensitivität ist weiterhin abhängig von der Einklemmobjektgröße, die für eine praxisnahe Hand- oder Fingerdetektion empirisch zu erproben ist. Damit eine fahrzeugnahe Erprobung im Rahmen der Validierung stattfinden kann, wurden in Zusammenarbeit mit dem Dichtungszulieferer Prototypendichtungen hergestellt, die Elektrodenprofile mit verschiedenen Querschnitten enthalten. Die Entwicklung dieser Prototypendichtungen ist im Rahmen einer Beauftragung entstanden, die unter dem Aspekt der Industrialisierbarkeit eine Bereitstellung von Serienwerkzeugen und Serienprozessen sicherstellen soll.

6.5.1 Testumgebungen

Bei den Prototypendichtungen handelt es sich um Seriendichtungen, bestehend aus einer nichtleitenden Gummimischung, in die insgesamt fünf durchgehende Kanäle entlang ihrer Längsachse koextrudiert werden, vgl. Abb. 6.40:

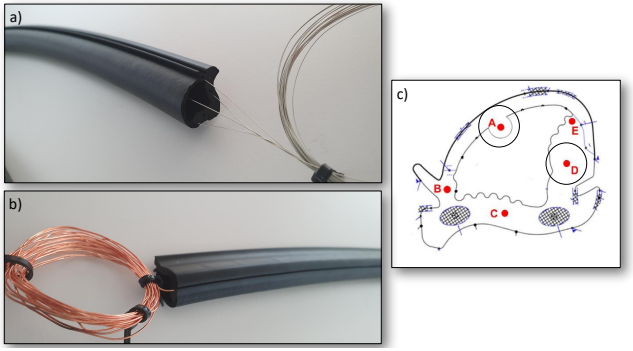


Abbildung 6.40: a) Prototypendichtung mit fünf Elektroden á 0.2mm; b) Prototypendichtung mit einer Elektrode mit 1mm Durchmesser; c) Querschnitt zur Elektrodenplatzierung A-E

Die Elektroden werden erst nach dem Schnitt des extrudierten Profils hindurchgezogen und bestehen aus einfachen, runden Drähten, die einen Durchmesser von 0.1-1mm aufweisen. Da es sich bei den Ausgangsprofilen um Seriendichtungen handelt, ist die Lage der Elektroden abhängig von vordefinierten Wandstärken. In Abhängigkeit dieser Beschränkung werden fünf mögliche

Positionen A-E identifiziert, die eine Elektrodenintegration erlauben. Die fünf Positionen weisen unterschiedliche Abstände zum Einklemmbereich und zur umgebenden Karosserie auf und sind nach ihren Sensitivitäten auszuwerten. Außerdem haben die Wandstärken und die Lage einen Einfluss auf die Dauerlauffestigkeit.

Tischprüfstand
Für den Tischprüfstand und die Fahrzeugerprobung soll die gleiche Ansteuerung eingesetzt werden, um übertragbare Messergebnisse zu gewährleisten. Der Aufbau des Tischprüfstands ist in Abb. 6.41 dargestellt.

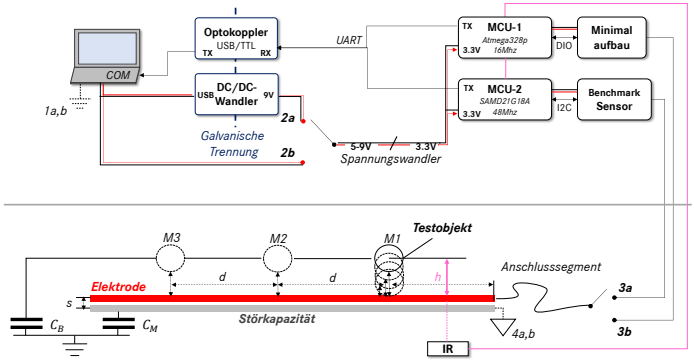


Abbildung 6.41: Messaufbau mit optionalen Elementen: Netzerdung (1a/b), Stromversorgung (2a/b), Sensorik (3a/b); Störkapazitätserdung (4a/b); Messstellen (M1-M3); d≈1m, s=10mm, h=0-300mm

Dieser besteht aus vier Varianten zur Spannungsversorgung (1a-2b), der galvanisch entkoppelten Auswertung der Messsignale über eine UART/Optopkoppler Verbindung, einem Infrarotabstandssensor (IR), zwei Sensoroptionen (3a/b), welche das Minimalsetup aus Abb. 5.42 und den Einsatz eines Benchmarksensors darstellen sowie einer Störkapazität mit optionaler Erdung (4a/b). Die Kopplungen zur globalen Erde werden durch C_B, C_M ausgedrückt. Der Minimalaufbau 3b entspricht dem in Abb. 5.42 vorgestellten Messprinzip mit einem hochohmigen Widerstand von R=10MΩ.

Der Benchmarksensor verfügt über einen einstellbaren Ladestrom I_L sowie Ladezeit τ_L und misst die resultierende Spannung U_L am Ende des Ladezyklus. Die gemessene Spannung U_L entspricht dem Ausgangssignal des Sensors und ist umgekehrt proportional zur Kapazität:

$$C = \frac{Q_L}{U_L} = \frac{I_L \cdot \tau_L}{U_L} \tag{6.9}$$

Somit ist die aufgebrachte Lademenge $Q = I_L \cdot \tau_L$, die dem Integral des Stroms über der Zeit entspricht, als konstant anzusehen. Die Einstellung von I_L und τ_L kann optional über eine integrierte Kalibrierungslogik erfolgen, die eine automatische Konfiguration der Parameterwerte bietet, die dem Ziel einer Sensitivitätsmaximierung unterliegt.

Mit den verschiedenen Erdungsoptionen soll der Einfluss des metallischen Leiters sowie der galvanischen Trennung auf die Empfindlichkeit des Systems beurteilt werden.
Aufgrund des kapazitiven Messprinzips ist die Schaltung empfindlich gegenüber parasitären Einkopplungen gegen die lokale Erde. Dieser Effekt ist besonders kritisch bei einer Spannungsversorgung durch eine lokale, ungeerdete Quelle, wie eine Laptopbatterie (1a)). In diesem Fall können die

zusammenhängenden Erdpotentialflächen zur aktiven Sensorfläche werden, die aufgrund der größeren Oberfläche eine höhere Sensitivität als die Messelektrode aufweisen. Dieses Phänomen der kapazitiven Einkopplung gegen die lokale Erde kann als Verschiebung des lokalen Erdpotentials ausgedrückt werden.
Um dies zu verhindern, ist eine möglichst große lokale Erdpotentialfläche zu schaffen, die immun ist gegenüber lokalen Einkopplungen.Darüber hinaus wird der Algorithmus so aufgebaut, dass großflächige, globale Einkopplungen durch eine kontinuierliche Baselineadaption kompensiert werden.

Des Weiteren sind die drei Messpositionen M1-M3 entlang der Elektrode eingezeichnet, die einen Sensitivitätsvergleich über der Elektrodenlänge ermöglichen. Die DC/DC Wandler weisen durch den Einsatz einer Transformatorstufe eine galvanische Entkopplung auf. Allerdings ist eine kapazitive Restkopplung zwischen den Schaltkreisen zu erwarten.

Fahrzeugmessung
Für den Fahrzeugversuch vereinfacht sich die Ansteuerung, vgl. Abb. 6.42.

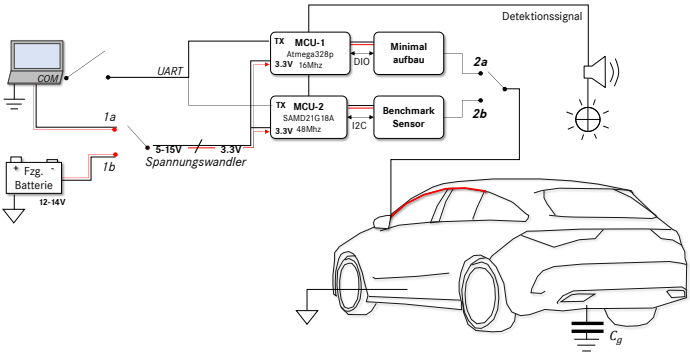


Abbildung 6.42: Messaufbau zur Fahrzeugmessung mit Bestromung über die Fahrzeugbatterie und lokal geerdeter Fahrzeugkarosserie

Über die Erdung des Messaufbaus mit der Fahrzeugerde wird eine Resistenz gegenüber parasitären Einkopplungen erzielt. Die Fahrzeugerde entspricht dem Negativpol der Fahrzeugbatterie, der mit der großflächigen Fahrzeugkarosserie verbunden ist, die aufgrund ihrer Oberfläche eine große kapazitive Kopplung zur globalen Erde und eine große Eigenkapazität aufweist. Zusätzlich wird ein optisch/akustisches Detektionssignal durch eine Transistoransteuerung ausgegeben, welche durch die Auswertelogik nach Abb.8.32 generiert wird. Es werden Berührungsfälle von innen nach außen und von außen nach innen untersucht. Um die Rückkopplung mit der globalen Erdung zu erhöhen, entfällt die galvanische Trennung.

6.5.2 Prüfstandsmessung

Zunächst werden die Einbaulagen der Elektroden, die unterschiedliche Abstände zu Karosserie und Einklemmbereich aufweisen, nach ihren Sensitivitäten ausgewertet. Aus den Ergebnissen soll die Elektrode identifiziert werden, die für den Fahrzeugversuch verwendet wird. Um den Einfluss des Elektrodequerschnitts zu beurteilen, werden die zwei Grenzdurchmesser von minimal 0.1mm und maximal 1mm eingesetzt. Die Messdaten werden mit einem über das Netzteil geerdeten Laptop (1b)) aufgezeichnet und zunächst ohne Metallstrebe (3a)) durchgeführt. Zur Auswertung wird der Benchmark-Sensor verwendet, da die vorgefilterten Daten weniger Rauschen aufweisen, wodurch der Vergleich der Elektroden untereinander erleichtert wird.

Elektrodensensitivität

Der Messablauf besteht aus der Annäherung eines Fingers bis zur Berührung unter der Einhaltung eines festen Bewegungsmusters. Das Bewegungsmuster besteht aus einer zyklischen Annäherung mit festen Zeitintervallen, ohne Verformung des Profils und wird pro Messstelle M1-M3 fünf mal wiederholt. Anschließend werden die Kurvenverläufe nach den minimal, maximal und Mittelwerten im Verhältnis zur Baseline ausgewertet. Da der Einfluss wechselnder Fingerladungen nicht ausgeschlossen werden kann, wird der Versuch mehrmals wiederholt. Die Ergebnisse zu den Elektrodensensitivitäten sind in Abb. 6.43 dargestellt.

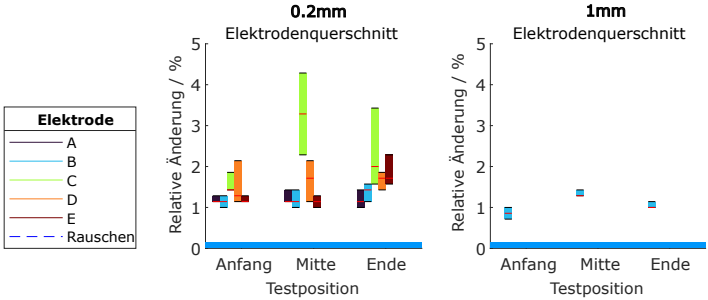


Abbildung 6.43: Maximale, Minimale und Mittlere Sensitivitäten zur Elektrodenplatzierung A-E für zwei Elektrodenquerschnitte dargestellt über drei Testpositionen (Elektrodenanfang bis -ende) entlang der gesamten Elektrodenlänge inklusive des Rauschanteils bei einem Testobjektabstand von 0mm für den Tischversuch

Die Ergebnisse zeigen eine sehr gute Empfindlichkeit sämtlicher Elektroden, die einen sehr guten Rauschabstand von etwa zehn zu eins aufweisen. Die Minimal-, Maximal und Mittelwerte entsprechen den detektierten Ausschlägen bei Berührung der Gummioberfläche über der Gesamtzahl an Wiederholungen. Bei einem Durchmesser von 0.2mm sind die Elektroden C und D besonders auffällig, die aufgrund ihrer Lage eine höhere Sensitivität aufweisen. Trotz einer größeren Elektrodenoberfläche zeigt die 1mm-Elektrode in Einbauposition B verhältnismäßig kleine Änderungen, die denen der B-0.2mm-Elektrode ähneln. Dies deutet darauf hin, dass der Einsatz eines dickeren Elektrodenquerschnitts keine nennenswerten Sensitivitätsvorteile bringt und aufgrund der Materialsteifigkeiten, -kosten und Dauerlauffestigkeit die dünneren Elektroden zu bevorzugen sind. Insgesamt zeigen sich sämtliche Elektroden mit einem Querschnitt von 0.2mm für den Anwendungsfall geeignet.

Näherungsempfindlichkeit

Als Nächstes wird die Empfindlichkeit der d)-Elektrode in der Präsenz einer Metallstrebe bewertet, die optional mit der lokalen Erde des Sensoraufbaus verbunden wird. Weiterhin erfolgt die Spannungsversorgung über den optional mit Stromnetz geerdeten Laptop (1a)/1b)) sowie über einen optionalen DC/DC Wandler (2a)/2b), vgl. Abb. 6.41. Die Entfernung zum Testobjekt wird mit einem Infrator-Sensor bestimmt, dessen Analogausgang über die Ansteuerungs-MCU ausgelesen wird. In Abb. 6.44 sind die relativen Änderungen des Messsignals bei Annäherung durch das Testobjekt für die verschiedenen Erdungsszenarien dargestellt.

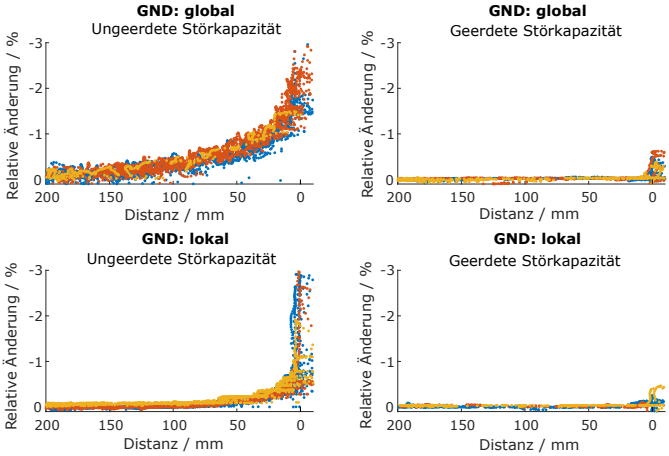


Abbildung 6.44: Empfindlichkeit der Elektrode d) bei Annäherung durch Fingerspitzen bei Messstelle M1 für unterschiedliche Erdungsvarianten sowie mit und ohne geerdeter Metallstrebe, für je drei Messreihen

Auf der linken Seite sind die Verläufe ohne Erdung der Metallstrebe dargestellt, die bereits ab 200mm ein detektierbares Signal aufweisen, das auf bis zu 3% der Ausgangskapazität anwächst. Die Ausgangskapazität in Präsenz der ungeerdeten Metallstrebe liegt bei ca 50pF. Bei Spannungsversorgung über den Laptopakku unten links ist eine geringere Sensitivität zu erkennen, da eine reine kapazitive Kopplung zur globalen Erde besteht.
Auf der rechten Seite sind die Verläufe mit lokal geerdeter Metallstrebe abgebildet, die einen deutlich flacheren Verlauf aufweisen. Dies ist durch die höhere Ausgangskapazität, die etwa auf 105pF angestiegen ist, sowie einer geringeren Feldlinienausbreitung in Richtung des Testobjekts zu begründen. Dennoch sind für den Berührungsfall bei einer Distanz von 0mm deutliche Ausschläge zu erkennen.
Um die Detektierbarkeit für die geerdete Metallstrebe besser zu beurteilen, wird das Signal zu Rausch Verhältnis der Rohdaten für beide Erdungsfälle genauer betrachtet, vgl. Abb. 6.45.

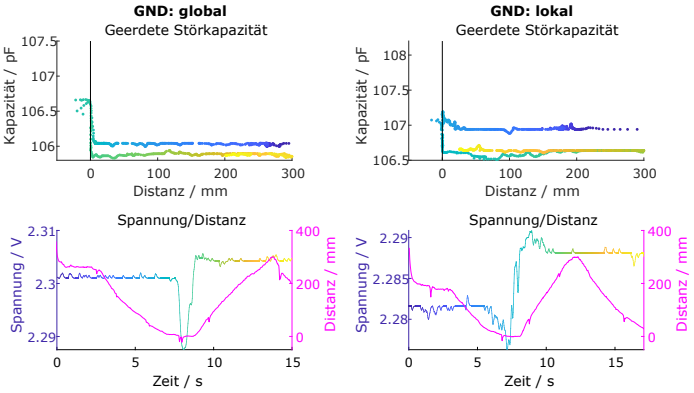


Abbildung 6.45: Einzelnes Berührungsereignis in Präsenz der geerdeten Metallstrebe mit sprunghaftem Kapazitätsanstieg und Baselinedrift für den lokal und global geerdeten Aufbau

Die Abbildung zeigt den Verlauf einer einzelnen Annäherung des Testobjekts, den Ausschlag sowie den Baselineverlauf vor und nach dem Berührungsfall. Es ist zu erkennen, dass ein deutlich detektierbarer Sprung vorliegt, der für den globalen Erdungsfall etwas stärker ausgeprägt ist. Die Kapazitätsänderung liegt in beiden Fällen im Bereich von etwa $0.1 - 0.5\%$. Nach dem Berührungszeitpunkt ist in beiden Verläufen ein Baselinesprung zu erkennen, der für die lokal geerdete Ansteuerung größer ausfällt. Diese Baselineveränderungen liegen in einem Bereich zwischen 0.1-0.5pF und werden durch eine permanente Verschiebung der Elektrode erklärt. Dies verdeutlicht die Sensitivität des Aufbaus gegenüber minimalen Berührungseinflüssen und deutet darauf hin, dass ein steifer, erschütterungsunempfindliche Elektrodenführung zu gewährleisten ist, um Fehlauslösungen zu vermeiden. Die Spannungsänderung des lokal geerdeten Aufbaus von 5mV liegt im Bereich der ADC-Auflösung, die mit dem eingesetzten 10Bit-ADC und einer VDD von 3.3V in etwa 3.2mV entspricht. Der autokalibrierte Ladestrom und Ladezeit liegen bei $I_L = 63\mu A$ sowie $\tau_L = 5\mu s$. Der Sensor wird auf eine maximale Näherungsempfindlichkeit konfiguriert. Dies führt dazu, dass die Autokonfiguration eine Maximierung der Ladespannung durch Parametervariation von I_L, τ_L anstrebt, die unter der Randbedingung des Ladespannungsgrenzbereichs zu erzielen ist. Der Ladespannungsgrenzbereich wird auf 0.7-2.6V gesetzt, um innerhalb des linearen Verlaufs der internen Stromquelle zu bleiben.

Den Prüfstandsergebnissen ist zu entnehmen, dass die geerdete Metallstrebe einen deutlichen Einfluss auf die Näherungsensitivität hat und zu einer Verdopplung der Ausgangskapazität führt. Diese Erkenntnisse befinden sich im Einklang mit der Sensitivitätsanalyse aus Abs. 5.6.1. Der Detektionsradius beschränkt sich auf den mechanischen Kontakt mit der Gummidichtung, die eine Relativbewegung der Elektrode induzieren kann.

6.5.3 Fahrzeugversuch

Die Konzepttauglichkeit kann abschließend nur am Fahrzeug unter Berücksichtigung der fahrzeugnahen Ladungskopplungen bewertet werden. Ebenso ist eine Bestromung durch die von der globalen Erde entkoppelten Fahrzeugbatterie notwendig. Um eine hohe Immunität gegenüber kapazitiven Einkopplungen gegen die lokale Sensorerde zu gewährleisten, wird diese in allen Messungen mit der Fahrzeugerde verbunden. Somit besteht eine rein kapazitive Kopplung zur globalen Erde sowie eine Verteilung des Erdpotentials über die großflächige Eigenkapazität der Fahrzeugkarosserie. Die Messungen werden mit dem Benchmarksensor sowie dem Minimalsetup durchgeführt.

Für den Fahrzeugversuch werden neue Prototypendichtungen produziert, die die einbaurelevanten Zierelemente aufweisen sowie mit Elektrode C und D bestückt sind. Die Dachrahmeichtungen werden in ein aktuelles, seriennahes Erprobungsfahrzeug verbaut, bei dem die Elektrodenaustrittsstelle an der A-Säule liegt. Als Verbindungselement wird die überstehende Elektrodenlänge isoliert und entlang des Türspalts in das Fahrzeuginnere geführt. Dabei wird das isolierte Verbindungselement an der Karosserie befestigt, um Relativbewegungen zu verhindern. Im Fahrzeuginneren befindet sich die Ansteuerung, die entweder von dem Bordnetz oder von dem Spannungsregler des global geerdeten Laptops gespeist wird.

Signal zu Rausch Verhältnis

Der Messablauf besteht aus der Berührung der Dichtungsoberfläche von innerhalb und außerhalb des Fahrzeugs. Dabei werden nacheinander mehrere Punkte entlang des gesamten Profils, sowohl für das vordere als auch für das hintere Fenster, im einklemmschutzkritischen Bereich erprobt, vgl. Abb. 6.46. Die dargestellten Messergebnisse zum Benchmarksensor entsprechen dem Spannungsverlauf, der sich umgekehrt proportional zur Kapazität verhält, vgl. Eq.6.9. Dagegen entsprechen die Messwerte des Minimalsetups den Zeitabständen der Ladezyklen, sodass nach τ=RC größere Werte einer Kapazitätserhöhung entsprechen. Für den Fahrzeugeinsatz hat sich ein Widerstand von 1MΩ im Minimalsetup als geeignet erwiesen.

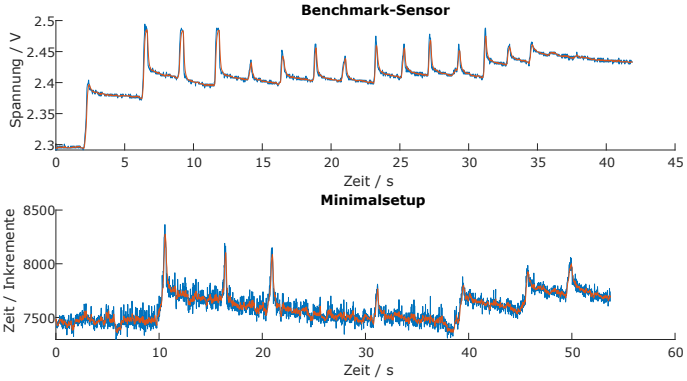


Abbildung 6.46: Fahrzeugversuch: Gemessene Timerwerte zur Veranschaulichung des Signal zu Rauschverhaltens bei Berührung der am Fahrzeug eingebauten Prototypendichtung mit dem Finger, für mehrere Berührpunkte entlang der A-C Säule, für den Benchmark-Sensor (oben) und Minimalaufbau (unten), Ausschläge signalisieren den Berührungsfall

Nach den ersten Messungen war ersichtlich, dass sich über der gesamten Elektrodenlänge deutliche Ausschläge ergeben, die zudem vergleichbare Amplituden aufweisen. Aus diesem Grund wird eine Auswertung nach festen Messpositionen über der Elektrodenlänge im weiteren Verlauf vernachlässigt. Die Messverläufe bestätigen die sehr gute Detektierbarkeit, die durch das visuelle und fonale Feedback des Einklemmfallalgorithmus nach Abb. 8.32 unterstrichen wird.
Sowohl der Benchmarksensor als auch das Minimalsetup erscheinen geeignet, den Berührungsfall im Rahmen praktischer Anforderungen mit deutlichen Ausschlägen zu identifizieren. Dabei weist das Ergebnis des Benchmarksensors aufgrund der internen Filterung und automatischen Kalibrierung ein rauschärmeres Ergebnis auf. Die relativen Änderungen liegen bei $1-4\%$ und liegen somit etwas höher als die in der Sensitivitätsanalyse bestimmten Verhältnisse in Abb. 5.44 und Abb. 5.45.

Neben den deutlichen Ausschlägen ist zudem ein Baselinedrift zu erkennen, der je Berührungsfall unterschiedlich hoch ausfällt. Dies wird durch minimale Verschiebungen der Elektroden in dem Dichtungsprofil interpretiert, die durch die Berührung hervorgerufen werden.
Eine weitere Besonderheit ist das Auftreten von Kapazitätsverkleinerungen, die ebenfalls durch lokale Verschiebungen der Elektrode zu interpretieren sind. Daher wird die Detektionslogik so angepasst, dass nach absoluten Sprüngen ausgewertet wird.

Einklemmfalldetektion

In Abb. 6.47 ist die Einklemmfalldetektion dargestellt, die mit dem Detektionsalgorithmus nach Abb. 8.32 ausgewertet wird.

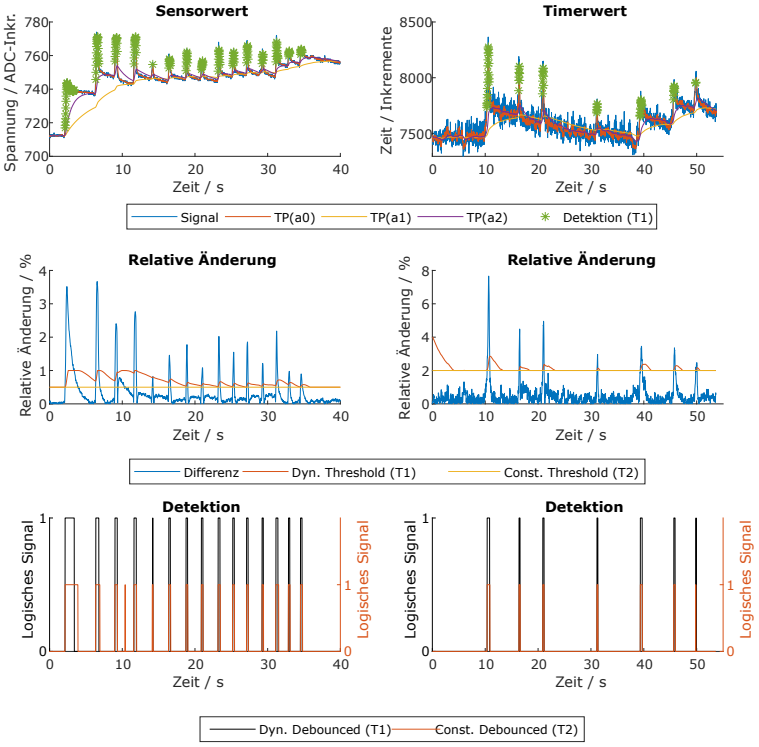


Abbildung 6.47: Fahrzeugversuch: Ausschläge des Sensorsignals durch Berührung (oben) und detektierte Berührungsfälle (grün), Differenzwerte und Threshold der Detektionslogik (Mitte), binäre Berührungsdetektionssignale (unten)

Die Abbildung veranschaulicht, dass die Berührungsfälle, sowohl für den Benchmarksensor, als auch für das Minimalsetup eindeutig identifiziert werden. Aufgrund des höheren Rauschens und der höheren Amplituden des Minimalsetups werden höhere Auslöseschwellen von 2% und 4% verwendet,

während für den Benchmarksensor 0.5% und 1% eingesetzt werden. Dies stellt den einzigen Parametrisierungsunterschied zwischen beiden Ansteuerungen dar. Die höheren Amplituden deuten darauf hin, dass das Minimalsetup eine im Vergleich zum Benchmarksensor höhere Sensitivität aufweist. Der Vergleich zwischen dem konstanten und dem dynamischen Schwellwert zeigt, dass der dynamische Schwellwert eine bessere Anpassung an die Baselineträgheit erlaubt. Anschaulich ist dies in den Verläufen der normierten Baseline Differenz des Benchmarksensors zu erkennen, die nach dem Absinken der spitzen Amplitude ein Aufbauen des Baselinedelta aufgrund der Filterträgheit hervorruft. Dies führt zu einer Fehldetektion bei dem Einsatz der konstanten Auslöseschwelle bei etwa t=10s. Bei den Verläufen des Minimalsetups ist das Aufbauen der Baselineträgheit weniger deutlich zu erkennen und es sind keine Fehldetektionen sichtbar.
Die Berührungsempfindlichkeit des am Fahrzeug eingebauten Prototypen zeigt sich für den Anwendungsfall geeignet.

6.5.4 Bewertung der Konzepttauglichkeit

Die Ergebnisse bestätigen den positiven Einfluss der großflächigen Fahrzeugkarosserie, die aufgrund ihrer großen Oberfläche und Eigenkapazität zur Immunität gegenüber parasitären Erdeinkopplungen beiträgt. Darüber hinaus verstärkt die Elektrodennähe zur Karosserie die Sichtbarkeit von Elektrodenauslenkungen, die sich für den Einklemmschutz in das Funktionsprinzip integrieren lassen. Denn anhand von Elektrodenauslenkungen kann eine Detektion von Dichtungsverformungen garantiert werden. Langfristige Auslenkungen werden durch die kontinuierliche Baselinekalibrierung kompensiert. Des weiteren kann die Verbindungsstelle zwischen Elektrode und Ansteuerung auch in direkter Karosserienähe ausgeführt sein.

Der nächste Schritt wäre eine Anpassung der Wandstärken und Profile an den Anwendungsfall sowie der Einsatz von sensitiveren Elektrodenquerschnitten. Zu diesem Zweck wird eine Elektrodenbetrachtung in Abschnitt durchgeführt, in welcher das aktiv geschirmte Elektrodenprofil d) als Favorit identifiziert wird, vgl. Abb. 8.29. Allerdings deuten die Fahrzeugergebnisse darauf hin, dass die Schirmung der Fahrzeugkarosserie ausreichend ist. Zudem kann eine Relativbewegung der Elektrode zugeordnet werden, die bei einer aktiven Schirmung weniger sensitiv ausfällt.

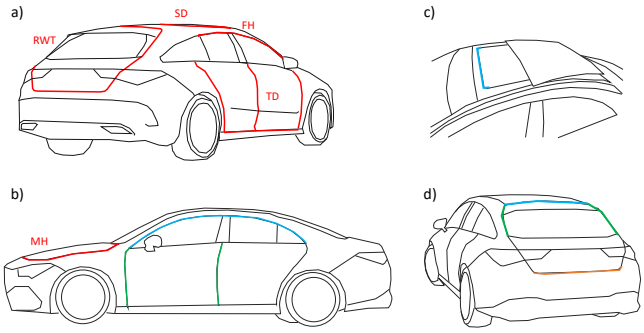


Abbildung 6.48: a) Anwendungsbereiche für den elektrostatischen Einklemmschutz; b) Elektrodenaufteilung für rahmenlosen Fensterheber und Türbereich; c) 1-Elektrodensetup am Schiebedach; d) 3-Elektrodensetup an der Rückwandtür

Neben dem Einsatz am Fensterheber (FH) könnte sich das Konzept für weitere Einklemmbereiche im Automobilbereich eignen. Insofern könnte die Betrachtung auf die automatischen Rückwandtüren

(RWT) und Heckklappe sowie auf die automatischen Seitentüren (TD), das Schiebedach (SD) und die Motorhaube (MH) ausgedehnt werden. Im Laufe dieser Arbeit fanden weitere Prototypenaufbauten an der RWT und MH statt, die vielversprechende Ergebnisse zeigen. Auf Basis der seriennahen Messergebnisse wurde das Verfahren zur elektrostatischen Einklemmschutzabsicherung zum Patent angemeldet. Mit [137], [138], [139], [140], [141] und [142] sind sechs Veröffentlichungen im internationalen Raum erfolgt. Außerdem liegt mit dem in Japan angemeldeten Patent 2023-5600300 eine offene Patentanmeldung zum Zeitpunkt der Bearbeitung vor. Zu den Herausforderungen zählt die Reduktion von Erschütterungsempfindlichkeiten und die Resistenz gegenüber großen Permittivitätsänderungen, die zum Großteil konstruktionsbedingte Abhängigkeiten aufweisen. Zudem stellt die Detektion von Langzeitauslösungen Anforderungen an die Detektionslogik, die durch weitere Plausibilisierungsstufen ergänzt werden könnten.

6.6 Optische Einklemmschutzabsicherung

Mit dem Ansatz einer kamerabasierten Überwachung des Einklemmbereichs wird ein weiteres berührungsloses Einklemmschutzkonzept vorgeschlagen, das einzigartige funktionale Vorteile bietet. Das Konzept soll eine frühzeitige Detektion von Einklemmobjekten, eine Identifikation der Scheibenposition sowie eine intelligente Reaktion auf Situationen in und um das Fahrzeug ermöglichen, vgl. Abs. 5.6.2. Zu den Vorteilen zählt die materialunabhängige Einklemmfalldetektion, die sowohl große als auch kleine Einklemmobjekte identifizieren könnte. Durch eine kontinuierliche Bestimmung der Fensterkantenposition könnte eine erhöhte Robustheit gegenüber Denormalisierung erzielt werden. Außerdem könnte der Einsatz von intelligenten, situationsabhängigen Reaktionen zu einer Erhöhung der funktionalen Sicherheit und des Komforts beitragen. Da eine Sichtverdeckung oder Verschmutzung des Kamerasystems nicht ausgeschlossen werden kann, soll ein Zuverlässigkeitssignal generiert werden, auf dessen Basis eine Rückmeldung zur Funktionsgewährleistung umgesetzt wird. Die Implementierung des Prototypen fand durch die RPTU statt, die wesentliche Beiträge zur Modellbildung und Validierung leistete. Dabei durchlief der Prototyp mehrere Modelliterationen und Validierungsschleifen. Neben einer Validierung der allgemeinen Konzepttauglichkeit werden Optimierungsschritte zu Berechnungszeiten, dem Validierungsfehler der neuronalen Netze und der Robustheit gegenüber wechselnden Sichtverhältnissen durchgeführt.

6.6.1 Trainingsergebnisse

Zur Abbildung des Funktionsumfangs werden ausschließlich parallele CNN mit DenseNet-Architektur eingesetzt, die verschiedene Hyperparameter aufweisen. Der Aufbau der neuronalen Netze ist in Abb. 5.51 dargestellt. Für das Training werden nahezu identische Trainingsparameterwerte zum Training sämtlicher Netze verwendet, die in Tab. 6.12 aufgeführt sind.

Hyperparameter	Wertebereich
Mini-Batch Size	4,6,8
Epochenanzahl	1-25
Lernrate	0.01
Momentenfaktor	0.9
Weight Decay	0.0001-0.001
Learning Rate Decay	0.9-1.0

Tabelle 6.12: Wertebereich der Trainingsparameter

Es werden mehrere Datensätze generiert, die aus realen sowie aus synthetischen Kamerabildern bestehen. Die synthetischen Bilder werden mithilfe eines CAD-Modell basierten digitalen Zwillings in Unity generiert. Mit diesem soll die Eignung eines rein synthetischen Datensatzes und die Auswirkung eines gemischten Datensatzes bewertet werden. Sowohl für die simulierten als auch

die realen Kamerabilder werden Szenen mit erschwerten Sichtverhältnissen nachgestellt. Bei den realen Aufnahmen werden insbesondere wechselnde Lichtverhältnisse, Gegenlicht, Scheibennässe und Sensorrauschen nachgebildet. In der Simulationsumgebung werden neben wechselnden Lichtverhältnissen insbesondere wechselnde Hintergründe und Objektpositionen ergänzt, vgl. Anhang Abb. 8.11. Für das Training werden die Datensätze in einen Validierungs- und einen Testteil aufgeteilt. Ersterer wird für das Training verwendet und umfasst etwa 90% des Gesamtdatensatzes. Mithilfe des Testanteils werden Tests auf einem neuen Datenintervall im Anschluss an das Training durchgeführt. Das Testergebnis steht repräsentativ für die Generalisierbarkeit des Trainingsergebnisses. In Tab. 6.13 ist das Trainingsergebnis zur Einklemmschutzklassifizierung, der Objektklassifizierung und der Verdeckungsklassifizierung dargestellt.

Neuronales Netz	Datensatz	Validierungsfehler	Testfehler	Testfehler absolut
Einklemmschutz	Synthetisch	7.17%	7.17%	774/10800
	Gemischt	**0.47%**	**0.47%**	**51/10800**
Objektererkennung	Synthetisch	14.43%	13.76%	535/3888
	Gemischt	**2.73%**	**2.55%**	**99/3888**
Zuverlässigkeit	Synthetisch	4.04%	3.97%	103/2592
	Gemischt	**0.42%**	**0.46%**	**12/2592**

Tabelle 6.13: Trainingsergebnis der zum optischen EKS

Um ein vergleichbares Ergebnis zu erhalten, wird die Datensatzgröße zu den rein synthetischen und den gemischten Bildern mit einer identischen Anzahl an Einzelbildern definiert. Aus den Trainingsergebnissen ist zu entnehmen, dass die gemischten Datensätze zu einer deutlichen Reduktion des Test- und Validierungsfehlers beitragen. Im Schnitt wird eine acht bis zehnfache Verbesserung, sowohl auf dem Trainings-, als auch auf dem Testintervall durch die Berücksichtigung realer Kameraaufnahmen erzielt. Für den Einklemmschutz und das Zuverlässigkeitssignal ergeben sich beim Einsatz der gemischten Datensätze sehr gute Werte von weniger als 0.5% Abweichung zu beiden Trainingsfehlern. Die Ergebnisse zeigen, dass das Training mit rein synthetischen Daten zu einem geringeren Trainingserfolg führt. Dies deutet darauf hin, dass die Datensatzqualität nicht ausreichend ist, um die Funktionsanforderung vollständig zu erfüllen.
Dennoch kann nachfolgend gezeigt werden, dass die synthetischen Daten zu einer Robustheitserhöhung bei erschwerten Sichtbedingungen beitragen. Darüber hinaus erleichtern diese die Generierung vielfältiger Szenarien sowie die Berücksichtigung baureihenspezifischer Abhängigkeiten. Daher wird der Einsatz synthetischer Daten als Hauptanforderung an die Konzepttauglichkeit betrachtet. Die erzielte Robustheitserhöhung kann nur durch weitere Validierungsschritte mit realen Kameraaufnahmen bestätigt werden, die neben der Datensatzqualität auch Rückschlüsse auf die Simulationsgüte erlauben. Zur Erhöhung der Simulationsgüte wäre eine weitere Anpassung des Rauschverhaltens, der Sensordynamik und der Objektivverzerrung als Einflussfaktoren zu nennen.

6.6.2 Funktionsvalidierung

Als Nächstes werden die Ergebnisse zur Funktionserprobung aufgeführt. Für diese werden die trainierten Netze auf einem Entwicklungsboard[1] implementiert, das über KI-Beschleunigung verfügt. Das Board wird mit dem Türsteuergerät verbunden, wodurch die Ansteuerung der Fensterscheibe ermöglicht wird. Zur Auswertung wird eine Benutzeroberfläche implementiert, an welche die Kameradaten, Netzausgänge und Zustandsvariablen weitergeleitet werden. Dies ermöglicht eine echtzeitfähige Plausibilisierung durch einen Benutzer sowie die Aufzeichnung der fusionierten Daten zur Funktionsdemonstration, vgl. Abb. 6.49.

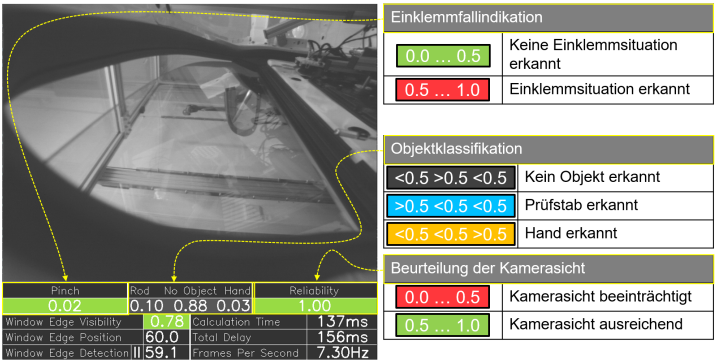


Abbildung 6.49: Aufbau der Benutzeroberfläche

Die angezeigten Elemente bestehen aus den Klassifizierungsergebnissen der DenseNet-Ausgänge zum Einklemmfall, der erkannten Objektklasse und der Beurteilung der Kamerasicht. Auf der linken Seite ist zudem die Klassifikation der Fensterkantensichtbarkeit und die Regression zur Fensterposition enthalten. Auf der rechten Seite ist die Berechnungszeit der neuronalen Netze, die Gesamtverzögerung, welche die Kameraverzögerung von etwa 20ms berücksichtigt, und die bearbeiteten Bilder pro Sekunde abgebildet.

Einklemmschutz

Als Testablauf wird die Fensterscheibe mit Auto-Schließvorgängen geschlossen und verschiedene Einklemmobjekte, während des Verfahrens in den Fensterlauf geführt. Bei der erfolgreichen Klassifizierung des Einklemmfalls wird ein Interrupt-Signal generiert, das den Reversiervorgang auslöst. Ein erfolgreicher Testlauf wird dadurch definiert, dass das Reversieren eingeleitet wird, bevor eine Einklemmkraft auftritt. Der Testablauf wird zunächst mit idealen Lichtverhältnissen über unterschiedlichen Fensterpositionen wiederholt. In Abb. 6.50 ist ein exemplarischer Testlauf dargestellt:

Die Abbildung enthält jeweils drei Momentaufnahmen eines aufgezeichneten Testlaufs, die eine Zuordnung der Reaktionsfähigkeit über die Zeitstempel erlauben. Das linke Bild entspricht jeweils dem Beginn der Messung, bei dem sich die Scheibe bereits in Bewegung befindet. Im mittleren Bild ist die Präsenz des Einklemmobjekts zu erkennen, das sich noch nicht mit dem Fensterlauf überschneidet. Im dritten Bild ist der Zeitpunkt des Reversierens, aufgrund der erfolgreichen

[1] Als Entwicklungsboard wird ein Nvidia Jetson TX2 mit Nvidia Pascal GPU mit 256 CUDA-Rechenkernen eingesetzt

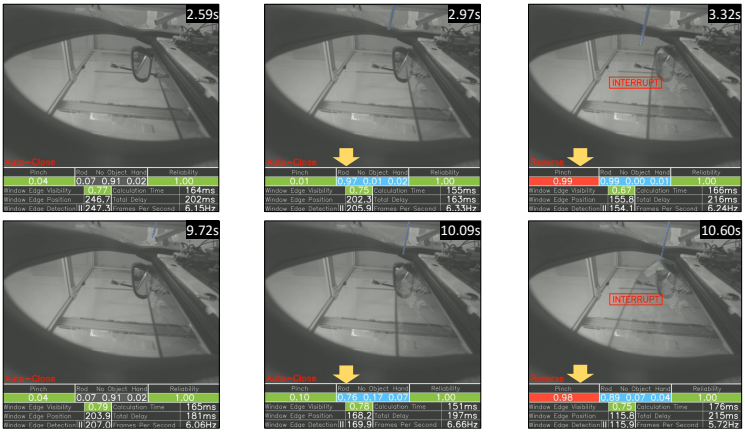


Abbildung 6.50: Beispielhafte Ergebnisse (oben/unten) zur Einklemmfallerkennung und Objektklassifikation für ein stabförmiges Objekt bis zum Einleiten des Reversiervorgangs

Einklemmfalldetektion zu erkennen. Zudem können die Parameterwerte der restlichen Netzausgänge und Systemzustände entnommen werden. In beiden Fällen wird der Prüfstand mit dem ersten Kamerabild der Fensterlaufüberschneidung, innerhalb von etwa 200ms und noch vor dem Kontakt mit der Scheibe erfolgreich detektiert.
Die kritische Fensterposition, die ein berührungsloses Reversieren ermöglicht, definiert sich über die Scheibengeschwindigkeit $\dot{z}_W$ zu:

$$z_{W,crit} = \dot{z}_w \cdot (\Delta t_{\text{total}} + T_{W,1}) \tag{6.10}$$

mit der Gesamtverzögerung Δt_{total}, die die Belichtungszeit und die Auswertung durch die KI-Algorithmen umfasst. Bei einer Verfahrgeschwindigkeit von $\dot{z}_W = 0.15 m/s$, einer Verzögerung von 200ms und einer Vernachlässigung der Systemzeitkonstanten $T_{W,1}$ ergibt sich eine kritische Position von etwa $z_{W,crit} \approx 30\text{mm}$.

Objektklassifikation

Als Nächstes werden weitere Testläufe zur Objektklassifikation betrachtet, bei denen anstelle eines Prüfstabs eine Hand als Einklemmobjekt eingesetzt wird, vgl. Abb6.51.

Im oberen Verlauf in Abb. 6.51 ist im mittleren Bild eine Klassifizierung der Hand als Prüfstab zu erkennen, die durch eine geringe Sichtbarkeit ausgelöst wird. In den restlichen Bildern wurde die Hand erfolgreich klassifiziert. Bei der Verwendung einzelner Finger wurden, aufgrund der Gemeinsamkeiten, Merkmale des Prüfstabs zugeordnet, weshalb diese Objektklasse erhöhte Werte aufweist. Beide Testläufe zeigen zudem eine erfolgreiche Einklemmfalldetektion auf.

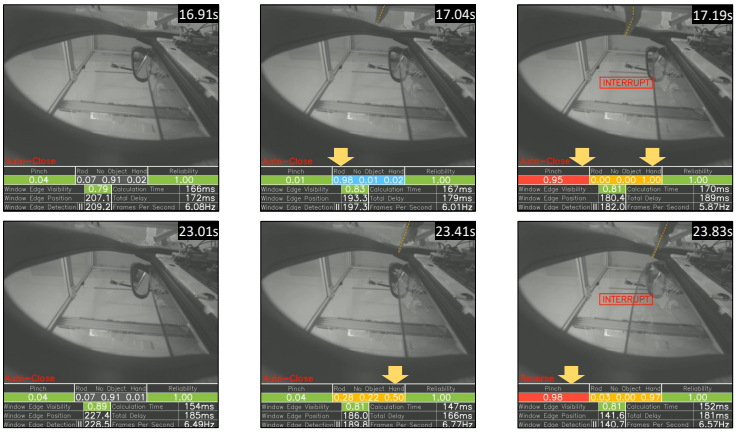


Abbildung 6.51: Beispielhafte Testläufe (oben/unten) zur Einklemmfallerkennung und Objektklassifikation für eine Hand und einen Finger

Zuverlässigkeitsklassifikation

Mit zwei weiteren Testläufen wird die Beurteilung der Zuverlässigkeit unter erschwerten Bedingungen betrachtet, vgl. Abb. 6.52.

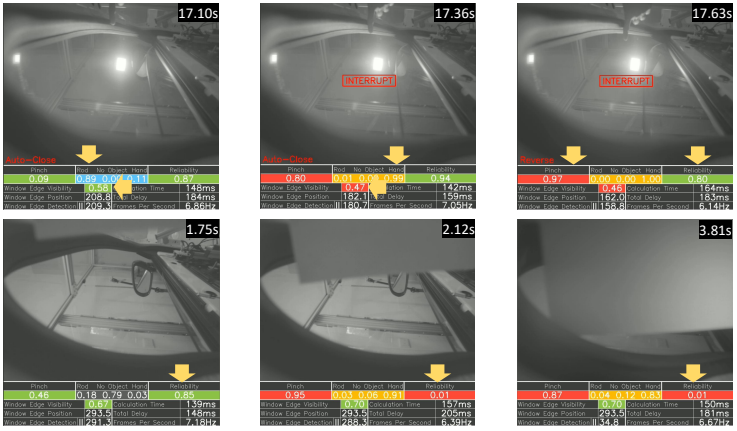


Abbildung 6.52: Beispielhafte Testläufe (oben/unten) zur Zuverlässigkeitsklassifikation und Kantensichtbarkeit

Im oberen Verlauf in Abb. 6.52 ist ein Testlauf mit starkem Gegenlicht und im unteren Teil ein Testlauf mit Verdeckung des Kamerabildes dargestellt. Der obere Testlauf zeigt, dass eine

verminderte Zuverlässigkeit besteht, die sich auf die Objektklassifizierung auswirkt. Allerdings konnte weiterhin eine stabile Einklemmfalldetektion erzielt werden. Im unteren Teil ist die Konsequenz einer vollständigen Verdeckung zu erkennen. Die Zuverlässigkeit fällt erwartungsgemäß auf einen Wert nahe Null, der dazu eingesetzt werden kann, dass die Fehlklassifizierung des Einklemmfalls zu keinem Fehlreversieren führt.

6.6.3 Robustheitsbewertung

Um eine Robustheitsbewertung zu ermöglichen, wird ein Testdatensatz erstellt, der eine Parametervariation verschiedener, äußerer Einflussfaktoren abdeckt. Zu den variierten Einflussfaktoren zählen die äußeren Lichtbedingungen, die Blendenzahl sowie das verwendete Szenario, das wiederum aus unterschiedlichen Fensterpositionen und einem Fall mit nasser Scheibe und Gegenlicht besteht. Zusätzlich werden vier verschiedene Einklemmobjekte bestehend aus einem 10mm- und 4mm Prüfstab, einer Hand sowie einem Finger in verschiedenen Einklemmpositionen verwendet. Die Ergebnisse der Einklemmschutzklassifizierung zum Robustheitsdatensatz sind in Abb. 6.53 zusammengefasst:

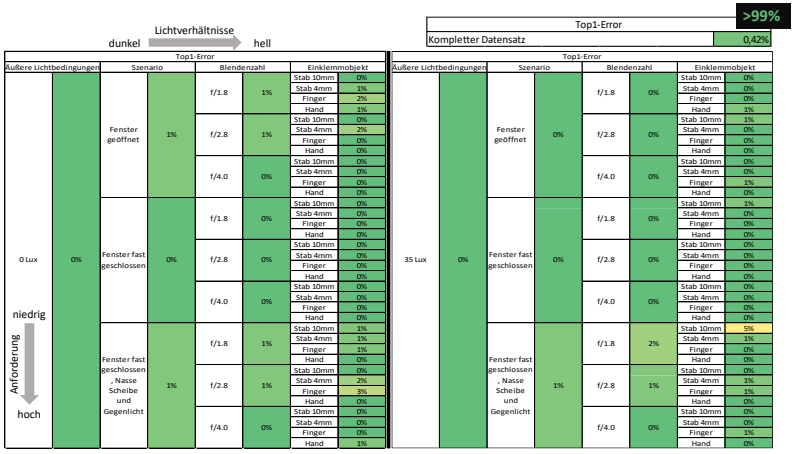


Abbildung 6.53: Validierungsergebnisse am Prüfstand zu verschiedenen Robustheitsszenarien aufgetragen über den Lichtverhältnissen und den Anforderungen für verschiedene Blendenöffnungswinkel und Einklemmobjekte; Fehlerquote und summierte Fehlerquote jeweils rechts in Prozent

Diese weisen einen sehr guten Gesamtfehler von weniger als 0.5% auf. Aus der Tabelle kann die Parametervariation entnommen werden, die für jedes Einklemmobjekt drei verschiedene Blendenzahlen (f/1.8/2.8/4.0) zu drei verschiedenen Szenarien über drei äußere Helligkeitswerten (0, 35, 70[2] Lux) enthält. Die Auswertung zeigt für sämtliche Parameterkombinationen ein sehr gutes Ergebnis, das die Robustheit der Einklemmschutzklassifikation bestätigt. Unter Berücksichtigung eines Folgebilds kann angenommen werden, dass sich der erwartete Fehler durch Multiplikation der Einzelfehlerraten reduziert. Eine reine Multiplikation des Ausgangsfehlers würde auf eine Treffquote zwischen fünf und sechs Sigma führen. Dieser Wert unterliegt der Annahme, dass kleine Veränderungen zwischen zwei Folgebildern auftreten und verdeutlicht die Robustheitserhöhung einer kontinuierlichen Klassifikation, die mehrmals pro Sekunde ausgeführt wird. Allerdings besitzen Folgebilder meist ähnliche Merkmale, die zu ähnlichen Netzausgängen führen. Daher ist eine Multiplikation der Fehlerraten

[2]Siehe Anhang Abb. 8.13

nicht zielführend. Stattdessen wird die Einzelbildfehlerrate als Trefferquote angenommen.
Die Tabellen zur Robustheitsanalyse der Objekt- und Zuverlässigkeitsklassifikation sind im Anhang in Abb. 8.13 bis Abb. 8.16 dargestellt.

Auswertung zur Berechnungszeit

Für den Einsatz in einer Einklemmschutz- und Fensterkantenregelung ist eine ausreichende Reaktionsfähigkeit des Systems erforderlich. Als funktionale Anforderung wird ein Zielwert von 200ms maximaler Gesamtrechenzeit $t_{\mathrm{max,Gesamt}}$ definiert, in welcher die Berechnung der Netzausgänge sowie die Zeit zur Kamerabildaufnahme abgedeckt werden soll:

$$t_{\mathrm{max,Gesamt}} = \max(t_{\mathrm{EKS}}) + \max(t_{\mathrm{Rest}}) + \max(t_{\mathrm{Kamera}}) \overset{!}{\leq} 200\mathrm{ms} \tag{6.11}$$

entsprechend diesen Richtwerts werden Optimierungsschleifen der HW- und SW-Parameter des Systems durchgeführt. Die Objekt- und Zuverlässigkeitsklassifizierung ist für die Regelung des Systems zweitrangig und könnte auch mit einer höheren, zeitlichen Verzögerung asynchron abgearbeitet werden. Weiteres Optimierungspotential könnte durch das Aufstellen von Objekttrajektorien erzielt werden, bevor diese in den Einklemmbereich eintreten. Im Laufe der Modellbildung konnte der Bedarf einer dedizierten HW-Beschleunigung[3] identifiziert werden, um die geforderten Rechenzeiten einzuhalten.

Zur Bestimmung der durchschnittlichen Berechnungszeit werden die einzelnen Modulberechnungszeiten sowie die Verzögerung der Kamerabildaufnahme über 10000 Einzelmessungen erfasst. In Abb. 6.54 ist die Anzahl der Messungen über der Gesamtechenzeit und Gesamtverzögerung mit einer Schrittweite von 1ms aufgetragen:

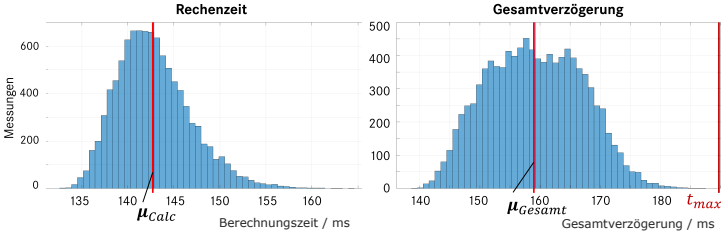


Abbildung 6.54: Histogramm über 10000 Messungen zu Rechenzeit und Gesamtverzögerung des Systems aus Einklemmschutz und Kantenerfassung

Die Verteilung der Rechenzeit weist einen asymmetrischen Verlauf mit einem Mittelwert von etwa 142ms, Minimalwerten von ca 130ms und Maximalwerten von über 160ms auf. Die Spreizung der Gesamtverzögerung weist etwa 40ms auf mit einem Mittelwert von 160ms.

Der Mittelwert der Gesamtverzögerung berechnet sich analog zu Gl.(6.11) aus den Einzelwerten:

$$\mu_{t,\mathrm{Gesamt}} = \underbrace{\mu_{t,\mathrm{EKS}} + \mu_{t,\mathrm{Rest}}}_{\text{Gesamtrechenzeit}} + \mu_{t,\mathrm{Kamera}} \tag{6.12}$$

[3]Die vorliegenden Ergebnisse wurden mit einem Nvidia Pascal Grafikprozessor auf einem Board mit 8GB Ram und ARM Cortex-A57 CPU generiert.

Das Ergebnis ist in Tabelle 6.14 inklusive der Minimal-, Maximalwerte und Standardabweichung zusammengefasst.

Parameter	EKS-Modul / ms	Gesamtrechenzeit / ms	Gesamtverzögerung / ms
Erwartungswert $\mu_{t,i}$	29.87	142.81	159.16
Standardabweichung $\sigma_{t,i}$	2.30	4.02	7.89
Minimalwert $t_{\min,i}$	27.02	133.18	139.35
Maximalwert $t_{\max,i}$	60.12	164.42	187.34

Tabelle 6.14: Individuelle Bearbeitungszeiten zu Einklemmschutz und Kantenregression

Mit dem Maximalwert der Gesamtverzögerung von $t_{\max} \approx 190$ms wird die Anforderung an die 200ms Grenze erfüllt. Dies entspricht der Verzögerung bei der Berechnung sämtlicher Module. Die Bearbeitungszeit zur Aufnahme des Kamerabildes ist abhängig vom Blendenöffnungsgrad und liegt in einem Bereich von 15-20ms. Für das EKS-Modul ergibt sich ein Wertebereich von 27-60ms mit einem Erwartungswert von etwa 30ms. Dies verdeutlicht, dass unter Vernachlässigung der restlichen Module bereits ein äußerst reaktionsschneller Einklemmschutz vorliegt. Für die kritische Fensterposition folgt:

$$z_{W,\text{crit}} = \dot{z}_w \cdot (\mu_{t,\text{EKS}} + \mu_{t,\text{Kamera}} + T_{W,1}) \tag{6.13}$$

Unter Berücksichtigung einer Systemzeitkonstanten $T_{W,1}$ von 100ms ergibt sich eine kritische Fensterposition von etwa 20mm, vgl. Tab. 6.10. Im Gegensatz zur indirekten Einklemmfalldetektion würde eine Erhöhung der Systemsteifigkeit zu einer erhöhten Reaktionsfähigkeit beitragen.

6.6.4 Diskussion der Ergebnisse

Die Weiterentwicklung von Fahrerassistenzsystemen und das Aufkommen des autonomen Fahrens bedingt den Einsatz von immer mehr KI-Systemen in Bereichen, von denen ein Verletzungsrisiko ausgeht. In diesem Zuge werden neue Standards in den Fahrzeugarchitekturen geschaffen und es findet eine Ausarbeitung neuer Sicherheitsanforderungen im Sotif-Kontext statt, [143]. Dies führt zu einer Verfügbarkeit von kamerabasierten Sensorsystemen und HW-Beschleunigungen, die für neue Synergien verwendet werden können. Auf dieser Grundlage wurde eine Prototypenentwicklung zu einer optischen Einklemmschutzabsicherung angestrebt, die als Basis für einen zukünftigen Fahrzeugeinsatz dienen soll.
Aus dem Stand der Technik sind dem Autor keine Einklemmschutzsysteme bekannt, die eine KI-gestützte, kamerabasierte Auswertung des Einklemmbereichs vornehmen, um den Einklemmfall zu klassifizieren. Dies hat zur Folge, dass keine Vergleichsergebnisse oder Prüfnormen zur Verfügung stehen, die zur Einordnung der Ergebnisse eingesetzt werden können. Daher wurden Anforderungen definiert, an denen die Konzepttauglichkeit gemessen wird.
Zu den Anforderungen an die Prototypenentwicklung zählt die Methodenentwicklung zur Identifikation einer optimalen Sensorik und Sensorplatzierung, die Generierung synthetischer Trainingsdaten, eine hohe Reaktionsfähigkeit des EKS, die Klassifizierbarkeit von Objekten und Situationen sowie eine Robustheitsbewertung über praxisnahen Störeinflüssen.
Zur Umsetzung der funktionalen Anforderungen aus Abs. 5.6.2 wurden parallele CNN mit DenseNet Architektur eingesetzt, die ein isoliertes Training und isolierte Optimierungsschleifen einzelner Funktionen ermöglichen. Für die Sensorplatzierung wurde ein Raytracing Verfahren auf Basis von CAD-Daten entwickelt, das die Identifikation der optimalen Kameraposition für eine oder mehrere Kamerasensoren erlaubt. Aufgrund des großen Lösungsbereichs zu den diskretisierten Oberflächen und den uneindeutigen Startparametern konnten sich genetische Algorithmen mit breiter Ausgangsstreuung als geeignetes Optimierungsverfahren durchsetzen.
Für die Funktionsdemonstration am FH-System wurde auf der Fahrerseite eine ideale Sensorposition im Bereich der B-Säule identifiziert und ein Prüfstandsaufbau mit Haltevorrichtung konstruiert. Zum Training der neuronalen Netze wurden Datensätze aus realen und synthetischen Kamerabildern

kombiniert. Zur Generierung der synthetischen Kamerabilder wurde eine CAD-Daten basierte Simulationsumgebung in Unity erstellt. Diese ermöglicht eine einfache Parametervariation zur Szenarienbildung, die weitere Störeffekte und Trainingsfeatures berücksichtigt. Bei dem Training der Netze fiel auf, dass das Finetuning anhand von realen Kamerabildern zu einem um den Faktor zehn verbesserten Trainingsergebnis auf dem Validierungs- und Testintervall führte. Als Ausgangsbasis dienen mit rein synthetischen Daten vortrainierte Netze.
Mit den Ergebnissen der Funktionsvalidierung konnte gezeigt werden, dass die verwendete Netzarchitektur und der strukturelle Gesamtaufbau für den Anwendungsfall geeignet sind und zu moderaten Rechenzeiten führen, die eine Einhaltung der Funktionsanforderung ermöglichen. In mehreren Validierungsschleifen konnte die Berechnungszeit reduziert werden, wodurch ein finaler Erwartungswert von etwa 30ms für das EKS-Modul resultierte. Ebenso konnten sämtliche, erweiterte Funktionen zur Kantenregression, der Objektklassifizierung und dem Zuverlässigkeitssignal erfolgreich validiert werden. Bei Aktivierung sämtlicher Funktionsmodule betrug die Gesamtverzögerung etwa 200ms.
Mithilfe einer Robustheitsanalyse konnte die Robustheit der einzelnen Funktionen gegenüber erschwerten Bedingungen aufgezeigt werden. Dazu wurde ein Testdatensatz aus realen Kamerabildern mit einer Parametervariation über dem Blendenöffnungswinkel, dem Szenario sowie den äußeren Lichteinflüssen für verschiedene Einklemmobjekte aufgezeichnet. Als Härtetest wurde ein Fall mit Nässe und Gegenlicht abgebildet. Für den EKS ergaben sich nach wie vor hervorragende Werte mit einer Trefferquote von etwa 99.5%. Die restlichen Module zeigten gute bis sehr gute Werte, die den weiterführenden Einsatz der gebildeten Signale erlauben.
Anhand der Robustheitsanalyse und der sehr guten Berechnungszeiten konnte die Konzepttauglichkeit bewiesen werden. Eine weitere Einordnung der Validierungsergebnisse in den Stand der Technik ist aufgrund fehlender Vergleichssysteme und fehlender Vergleichsdatensätze nicht möglich. Da das System neuartig erscheint, wurde es mit [144] zum Patent angemeldet.
Als Ausblick sind ergänzende Validierungsmessungen zu nennen, die den Ansatz anhand fahrzeugnaher Messungen und zertifizierungsrelevanten Aspekten weiter erproben. Zu diesen zählt der Einsatz des Kantensignals in der FH-Regelung, über das eine einklemmschutzrelevante Normalisierung des FH-Systems erfolgen kann, vgl. Abs. 2.2.2. Seitens der verwendeten Netzstrukturen könnten weitere Klassen zur Objekt-/Situationsklassifizierung hinzugefügt werden, die eine individuelle Reaktion des Fahrzeugs im Bezug auf den Personenschutz und das autonome Fahren ermöglichen. Ebenso könnte eine Fusion der Einzelmodule zu einer einzigen Klassifizierung erfolgen. Des Weiteren wäre eine Objektverfolgung möglich, um die Reaktionszeit weiter zu erhöhen und situationsabhängige Reaktionen einzuleiten.

Kapitel 7

Zusammenfassung

Die Absicherung des Einklemmschutzes bildet seit der Einführung automatisierter Schließsysteme einen wichtigen Bestandteil der Systemauslegung. Aufgrund potenzieller Verletzungsrisiken unterliegt der Einklemmschutz gesetzlichen Anforderungen, deren Einhaltung durch Zertifizierungsvorgänge sichergestellt wird. Trotz einer langen Historie weisen betroffene Schließsysteme auch heute noch Schwächen auf, die sich sowohl in Unfallstatistiken als auch durch unerwünschte Fehlauslösungen und Fehlreversierungen widerspiegeln. Als Ursache einer Über- oder Untersensitivität des Einklemmschutzes ist der weit verbreitete Einsatz indirekter EKS zu nennen, welche zur Einhaltung neuer Anforderungen an physikalische Grenzen stoßen. Erhöhte Anforderungen treten insbesondere für das unbeaufsichtigte Schließen auf, welches heutzutage bspw. durch App-Ansteuerung ermöglicht wird. Diese Remoteschließvorgänge werden in den USA durch die FMVSS-118 für den Automobilbereich abgesichert. Im Vergleich zur europäischen ECE-R21 werden höhere Einklemmsteifigkeiten gefordert, welche unter einer beliebigen Positionierung des Einklemmstabs einzuhalten sind.
Bei dem Einsatz indirekter EKS besteht die Herausforderung in der frühzeitigen Identifikation von äußeren Krafteinwirkungen, die aus dem regulären Lastprofil in Form von Lasterhöhungen hervortreten. Jedoch unterliegen die Lastprofile aufgrund von Bauteiltoleranzen, Alterungs- und lokalen Störeinflüssen oft einer weiten Spreizung, welche sich auf die erzielbaren Sensitivitäten auswirkt. Alterungs- und Temperaturabhängigkeiten resultieren insbesondere aus dem Einsatz witterungsbeständiger Dichtungsmaterialien, die zur Abdichtung sowie Führung der Schließmechanismen dienen. Zur Gewährleistung der Funktion ist daher eine kontinuierliche Anpassung auf die Spreizung und die zeitliche Veränderung dieser Lastprofile notwendig. Aus dem Stand der Technik ist der Einsatz von einfachen modellbasierten Ansätzen und Lookuptabellen bekannt, die eine speicherintensive Interpolation über einem begrenzten Parameterraum erlauben. Allerdings sind die Möglichkeiten aufgrund des Einsatzes kleiner, kostenoptimierter Steuergeräte hin zu minimalen Rechenkapazitäten und minimaler Sensorik begrenzt. Der Trend zu immer mehr Rechenleistung in Form einer zentralisierten Rechenarchitektur bietet Chancen zum Einsatz aufwendigerer Modelle und erfordert ein Umdenken sowie eine Neudefinition konventioneller Ansätze. Des Weiteren führt die Weiterentwicklung der Fahrerassistenzsysteme im Zuge des halb- und vollautonomen Fahrens zu einem verbreiteten Einsatz von KI-Lösungen, die KI-HW-Beschleunigung und Kamerasysteme im Innen- und Außenbereich zum neuen Standard machen. Die rechtzeitige Reaktion auf diesen Paradigmenwechsel erfordert den Mut zu Neuentwicklungen und bietet Potenzial für neues geistiges Eigentum.
Auf Grundlage dieser Anfangsbedingungen wurden vier Hauptziele für diese Arbeit definiert. Die ersten drei Hauptziele befassen sich mit einer Verbesserung von indirekten EKS und unterliegen der Randbedingung Veränderungen der Mechanik auszuschließen. Als Teilgebiete sind die Lastprofilidentifikation, die Einklemmfalldetektion, die Regelung, Benutzerinteraktion und Logik, der Thermoschutz sowie die sensorlose Positionierung zu nennen. Das vierte Hauptziel umfasst den Entwurf und den Prototypenaufbau zu einem direkten EKS, der ein neues Sensorkonzept implementiert, welches eine berührungslose Detektion von Einklemmobjekten ermöglicht.

Zur Umsetzung des indirekten EKS wurde ein neuartiges Konzept basierend auf dem Einsatz eines lernfähigen Beobachters vorgeschlagen, welches anhand des Beobachterfehlers und dessen Zeitableitungen das Auftreten des Einklemmfalls detektiert. Als Voraussetzung ist die Beobachtbarkeit des Systems sowie die Sichtbarkeit der Nichtlinearität in den Messausgängen der Strecke zu nennen. Die Lernfähigkeit erlaubt die Nachidentifikation von unbekannten Streckenanteilen und wird durch die Kombination des UKF mit mehrdimensionalen GRNN zur statischen Funktionsapproximation erzielt. Im vorliegenden Fall wird die statische Nichtlinearität durch die Dichtungsreibung charakterisiert, welche Positions-, Geschwindigkeits- und Temperaturabhängigkeiten aufweist und den zeitveränderlichen Anteil des Lastprofils darstellt. Zur Zeitableitung des Beobachterfehlers wurde ein Verfahren vorgestellt, das den winkelfesten Bezug der Kommutierungsripples zum Rotoranker ausnutzt und den Einfluss von Oberschwingungen minimiert.
Für die Thermomodellierung wurden Lumped-Node Modelle aufgestellt, die die Wärmeleitung zwischen den Motorkomponenten abbilden und den Wärmeeingang aus Spulen- und Funkenabwärme berücksichtigen. Aufgrund des sich schnell erwärmenden Motors werden diese für den Thermoschutz sowie zur Korrektur der Beobachterstreckenmodelle eingesetzt.
Des Weiteren wurden zwei SLP-Modelle aufgestellt, von denen das erste eine adaptive Filterung des Motorstroms verwendet, dessen Grenzfrequenz aus einer Frequenzzerlegung mithilfe einer DFT eingestellt wird. Das zweite SLP-Verfahren basiert auf einem algorithmischen Ansatz einer Minima-/Maximadetektion, welcher für rauscharme Motorstrommessungen geeignet ist.
Beim Entwurf eines direkten EKS wurden zwei Ansätze verfolgt. Der erste Ansatz besteht aus einem kapazitiven Messprinzip und der Integration einzelner, langer Elektroden in die einklemmbereichsnahen Dichtungsprofile. Die Auswertung erfolgt anhand der Eigenkapazitätsänderungen der Messelektrode, welche durch die kapazitive Einkopplung des Einklemmobjekts ausgelöst und mithilfe einer Zykluszeitmessung des offenen Kondensators bestimmt werden. Für den Prototyp wurden Dichtungsprofile mit integrierten Elektrodendrähten eingesetzt, die eine Validierung am Serienfahrzeug ermöglichten. Der zweite Ansatz eines direkten EKS basiert auf einer kamerabasierten Überwachung des Einklemmbereichs, welche in Zusammenarbeit mit der RPTU ausgearbeitet wurde. Zur Auswertung der Kamerabilder wurden parallele DenseNet-Strukturen aufgestellt und trainiert, die ein modulares System aus einzelnen Funktionsanteilen bilden. Weiterhin wurde ein Verfahren zur Identifikation von optimalen Kamerapositionen für eine oder mehr Kamerasensoren entwickelt. Das Verfahren basiert auf einer Diskretisierung sämtlicher Komponentenoberflächen, dem Einsatz von Raytracing zur Ermittlung der Sichtbarkeiten, einer numerischen Optimierung durch genetische Algorithmen und erlaubt die Verwendung von CAD-Daten während der Entwicklung.
Zur Validierung wurden die entwickelten Verfahren sowohl simulativ unter idealen Bedingungen als auch mit Prüfstands- und Fahrzeugmessungen unter erschwerten Bedingungen erprobt. Mit den Ergebnissen zum beobachterfehlerbasierten indirekten EKS konnten eine erhöhte Reaktionsfähigkeit bei hohen und niedrigen Einklemmsteifigkeiten sowie eine hervorragende Robustheit des Verfahrens aufgezeigt werden. Zudem konnte gezeigt werden, dass das identifizierte Lastprofil auch über der ersten und zweiten Zeitableitung mit den gemessenen Gradientenprofilen korreliert. Dabei fiel die Korrelation der Geschwindigkeitsprofile größer aus als die Korrelation der Stromprofile, welche weitere unmodellierte Effekte aufzuweisen scheinen. Das vorgeschlagene Verfahren zur rauscharmen Bildung der Zeitableitungen erwies sich als geeignet und wurde durch die Wiederholgenauigkeiten über mehreren Schließzyklen bestätigt. Um eine ausreichende Korrelation am FH-System zu gewährleisten, wurde die Anforderung zu einer GRNN-Stützstellenverteilung im Millimeterbereich identifiziert. Aus dem Vergleich der Lastprofilidentifikation mit lernfähigen linearen und nichtlinearen Vergleichsbeobachtern konnte gezeigt werden, dass die eingeführten Anpassungen der Unscented Transformation und die Anpassungen des Streckenmodells ausschlaggebend sind für die Stabilität der Zustandsbeobachtung, die sich wiederum auf die Identifikationsgüte der neuronalen Netze auswirkt. Ohne diese Anpassungen konnten keine hinreichenden Ergebnisse erzielt werden. Zudem konnte die Konvergenz der Identifikation aus der asymptotisch abklingenden Varianz der neuronalen Gewichte nachgewiesen werden.
Die fahrzeugnahe Validierung des indirekten EKS wurde durch die aufgestellten SLP-Modelle ermöglicht, die den Einsatz von Fahrzeugmessungen zur Einklemmkraftbestimmung mit Serienmotoren erlaubten. Beide SLP-Modelle zeigten sehr gute Ergebnisse, die mithilfe von realen Lastprofilen des

FH-Systems mit Anlauf-, Block- und Niedrigspannung validiert wurden. Beim Einsatz rauscharmer Messsignale hat sich die algorithmische Scheitelpunktdetektion als ausreichend und zuverlässiger in der Anlauf- und Blockrippledetektion erwiesen, als der aufwendigere Ansatz einer einstellbaren Filterung. Für Letzteren konnte mit einer algorithmischen, adaptiven IIR-Filterung bessere Ergebnisse erzielt werden, als durch einen FIR-Filteransatz mit Koeffizienteninterpolation.
Für das aufgestellte Lumped-Node Thermomodell des Motors konnte eine ausreichende Vorhersagequalität der Bürstentemperaturen aufgezeigt werden. Zur Parameteridentifikation wurden Bürsten- und Gehäusetemperaturen eines mit Thermosonden bestückten FH-Motors verwendet. Zudem wurden mehrere Modellreduktionen betrachtet, von denen sich ein Zwei-Knotenmodell als geeigneter Minimalansatz eines Thermoschutzmodells erwiesen hat.
Die Fahrzeugmessungen zum elektrostatischen EKS wiesen ein sehr gutes Signal zu Rauschverhältnis auf, welches eine eindeutige Einklemmobjektdetektion über der gesamten Elektrodenlänge ermöglichte. Im Durchschnitt lagen die kapazitiven Einkopplungen des Einklemmobjekts im dreistelligen Femtofarad Bereich und konnten aufgrund eines geringen Rauschanteils, der durch die Elektrodenkopplung mit der Fahrzeugkarosserie begünstigt wird, eindeutig identifiziert werden. Darüber hinaus erwies sich die Fahrzeugkarosserie aufgrund der großen Eigenkapazität als geeignet, um einer Veränderung des lokalen Erdpotentials (GND-Shift) vorzubeugen und Störeinkopplung abzuschirmen. Ebenso konnte die Kabelführung der Anschlussstelle am Dichtungsaustritt in direkter Karosserienähe gestaltet werden. Am Fahrzeug reduzierte sich die Sensitivität auf eine verformungsfreie Berührung des Dichtungsprofils, während bei Prüfstandsmessungen eine Näherungsdetektion über mehrere Zentimeter erzielt werden konnte. Die Integration in die Dichtungen zeigte sich als resistent gegenüber Nässe, allerdings lösen große Wassermengen eine sichtbare Permettivitätsveränderung aus, die zu spontanen Fehlauslösungen und Sensitivitätsverlust beitragen kann. Eine galvanische Entkopplung hat sich zur Anwendung am Fahrzeug als nicht geeignet erwiesen. Aufgrund der sehr guten Ergebnisse wurde das Verfahren patentiert.
Mit den Validierungsergebnissen des optischen EKS konnte die Reaktionsfähigkeit und Robustheit eines solchen Systems aufgezeigt und die Konzepttauglichkeit des Ansatzes bestätigt werden. Für das EKS-Modul resultierten mittlere Berechnungszeiten von 30ms, die bei verfahrender Scheibe eine berührungslose Erkennung von Einklemmfällen bis zu einem Bereich von 20mm Scheibenöffnung ermöglichen. Neben dem EKS-Modul wurden weitere Funktionen, bestehend aus einer Objektklassifizierung, einer Fensterkantenregression und der Generierung eines Zuverlässigkeitswertes erfolgreich validiert. Ebenso zeigte sich das Verfahren robust gegenüber Störeinflüssen wie Gegenlicht, Nässe, Dunkelheit und Veränderungen des Hintergrundszenarios, die am realen System in einer Robustheitsanalyse erprobt wurden. Um dies zu gewährleisten, wurde ein umfangreicher Datensatz aus einer Kombination realer Aufnahmen und synthetischen Trainingsdaten einer Simulationsumgebung erstellt. Ein Vortraining mit synthetischen Daten und das Nachtrainieren mit einer geringeren Anzahl an realen Trainingsbildern haben sich als besonders effizient erwiesen und führten zu einem besonders kleinen Test- und Validierungsfehler. Es konnten erste technische Lösungen zur Sensorplatzierung, dem Aufbau und Training der neuronalen Netze, den Datensatzanforderungen, der Generierung synthetischer Trainingsdaten und der Systemintegration erzielt werden. Aus den Ergebnissen konnten Rückschlüsse auf die HW-Anforderungen gezogen werden, die sich sowohl aus Rechenkapazitäten als auch aus den Eigenschaften des Kamerasensors und des verwendeten Weitwinkelobjektivs zusammensetzen. Darüber hinaus bildet die Kameraposition einen Haupteinflussfaktor mit eindeutigen Lösungsräumen. Da ein Einsatzzweck für zukünftige Fahrzeuge gesehen wird, wurde auch dieses Konzept patentiert.
Das Verfahren eines indirekten beobachterfehlerbasierten Einklemmschutzes stellt einen reaktionsfähigen EKS dar, der sich auf andere Systeme übertragen lässt. Der Einsatz von dynamischen Referenzen bis hin zur zweiten Zeitableitung, bei denen Beobachterausgänge zur Einklemmschutzdetektion eingesetzt werden, stellt einen neuartigen Ansatz dar, der im Stand der Technik keine Anwendung zu finden scheint. Aus der Kombination beider Techniken konnte gezeigt werden, dass der EKS in der Lage ist, an die physikalischen Grenzen der Reaktionsfähigkeit des FH-Systems zu stoßen. Eine Reduktion des Parameterisierungsaufwands wird durch die kontinuierliche, konvergierende Nachidentifikation geschlussfolgert. Dadurch könnten Entwicklungskosten eingespart werden, die durch frühzeitige Fahrzeugvermessung und Vorparametrierung anfallen. Zu den weiteren

Vorteilen zählt die uneingeschränkte Streckenmodellierung, die Robustheit gegenüber Streckenmodellabweichungen bietet und optionale mehrdimensionale Parameterabhängigkeiten zu berücksichtigen. Als Voraussetzung an das Streckenmodell ist zu gewährleisten, dass das Reibprofil die einzige Unbekannte des Systems bildet. Zudem ist eine hohe Steifigkeit des Systems erforderlich, welche die Identifizierbarkeit des Lastprofils mithilfe von ausreichenden Wiederholgenauigkeiten gewährleistet. Des Weiteren existieren Anforderungen an die Rechenleistung, welche maßgeblich vom Grad des Systems beeinflusst werden. Dieser wirkt sich auf die Anzahl der Prozesstransformationen der Unscented Transformation und die Matrixinvertierungen der Kalmanfilterung aus. Zudem sind kleine Integrationsschrittweiten erforderlich, um die Reaktionsfähigkeit des Systems und die Qualität der zweiten Zeitableitung zu gewährleisten. Zur Reduktion des Berechnungsaufwandes könnten umschaltende lineare Beobachter erprobt werden, welche nur während des Verfahrens aktiv sind. Auf Grundlage der Ergebnisse könnten als Nächstes weitere Fahrzeugvalidierungen unter weiteren zertifizierungsrelevanten Aspekten durchgeführt werden, um den Ansatz für einen Serieneinsatz weiterzuentwickeln.
Das Konzept des elektrostatischen EKS stellt eine kostengünstige Lösung für einen berührungslosen EKS dar, welcher geringe Anforderungen an Rechenleistung und Sensorik stellt. Mit den Fahrzeugversuchen konnte gezeigt werden, dass der Einsatz im Fahrzeug, aufgrund der großen Eigenkapazität der Fahrzeugkarosserie und deren kapazitiven Kopplung mit der Messelektrode, einen besonders geeigneten Anwendungsfall darstellt, der bislang keine Anwendung zu finden scheint. Die seriennahe Validierung mit Dichtungsprototypen zeigte, dass Berührungsfälle eindeutig identifizierbar sind. Die Dichtungsprototypen ermöglichten Tests mit korrekter Einbaulage und mit hoher Steifigkeit zur Reduktion von Relativverschiebungen und Vibrationen. Zu den Limitationen zählt die Detektierbarkeit von Langzeitauslösungen und Power-Cycle sowie die Empfindlichkeit gegenüber spontanen Permittivitätsänderungen. Erstere könnten durch eine zusätzliche Plausibilisierung anhand von Absolutwerten, durch ein spezielles Elektrodenprofil mit Relativauslenkung oder dem Einsatz einer zweiten Vergleichselektrode verbessert werden. Aus diesem Grund wird der Einsatz als ergänzender Schutz vorgeschlagen, der insbesondere in kritischen Einklemmbereichen eingesetzt werden kann, um die Sicherheit des Systems zu verbessern.
Mit dem entwickelten Prototypen einer kamerabasierten, optischen Einklemmschutzabsicherung konnte die Zuverlässigkeit und Reaktionsfähigkeit des Ansatzes demonstriert werden. Es ist zu erwarten, dass die Ergebnisse eine gute Generalisierbarkeit aufweisen, die auf einen Fahrzeugeinsatz übertragbar sind. Allerdings stellt das Konzept hohe Anforderungen an die Hardware, weshalb eine Ausrichtung auf zukünftige Fahrzeugarchitekturen besteht. Der Ansatz bietet die Möglichkeit einer diversifizierten Reaktion des Fahrzeugs auf unterschiedliche Szenarien, die über die Objektklassifikation identifiziert werden. Diese wurde bislang für insgesamt drei verschiedene Objektklassen implementiert. Zur Ergänzung weiterer Objektklassen weist die vorliegende DenseNet-Architektur eine gute Erweiterbarkeit auf, welche durch die Generierung weiterer Trainingsdaten zu unterstützen ist. Des Weiteren entsprechen die Ergebnisse einer Auswertung im Graustufenbereich, die das Standardformat der eingesetzten HDR-Kamera bildete und zu einem reduzierten Berechnungsaufwand beiträgt. Das Graustufenformat erscheint für das EKS-Modul, die Kantenregression und die Beurteilung der Zuverlässigkeit aus funktionaler Sicht als ausreichend. Mit einer Auswertung im Farbbereich könnte insbesondere eine Verbesserung der Objektklassifikation auf Kosten des Berechnungs- und Trainingsaufwands erzielt werden. Ebenso könnte eine Unterscheidung in eine Tag- und Nachtsichtklassifikation erfolgen. Als Nächstes könnte eine Fahrzeugintegration durchgeführt werden, um die Robustheit weiter zu erproben, die Simulationsumgebungen zu verbessern und mögliche Lücken in den Trainingsdatensätzen zu schließen. Das System einer optischen Einklemmschutzabsicherung rundet die Bearbeitung der Problemstellung ab.
Bei der Einordnung der Ergebnisse ist anzumerken, dass die entwickelten Modellansätze auf andere Fahrzeug- und nicht Fahrzeugsysteme übertragbar sind und nur geringe Abhängigkeiten zum Anwendungsfall des FH-Systems aufweisen. Zu diesen Abhängigkeiten zählen die eingesetzten Streckenmodelle und Trainingsdaten, die für andere Systeme ähnliche Einfluss- und Störfaktoren aufweisen sollten. Mit den aufgestellten EKS-Konzepten wurden neue Lösungswege im Bereich des Einklemmschutzabsicherung aufgezeigt, die sowohl einen umgehenden Serieneinsatz als auch Synergien mit zukünftigen Standards erlauben und dadurch eine frühzeitige Absicherung ermöglichen.

Kapitel 8

Anhang

8.1 Anhang A: Ergebnisse

Nachfolgend sind ergänzende Verifikations- und Validierungsergebnisse zu Kapitel fünf und sechs aufgeführt.

8.1.1 Verifikationsergebnisse

Parametervariation am Plattenkondensator

In Abb. 8.1 sind Ergebnisse der Parametervariation am quadratischen Plattenkondensator dargestellt.

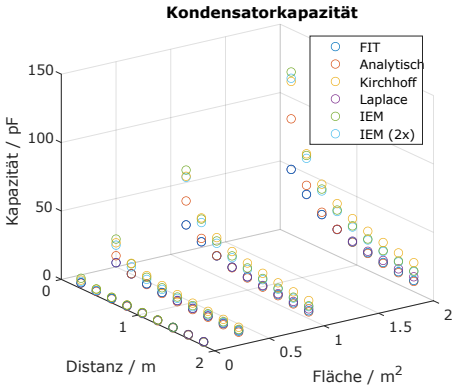


Abbildung 8.1: Kapazitäten des Plattenkodensators mit quadratischen Platten über einer Variation der Plattenfläche und -distanz

In Abb. 8.2 ist die Superposition der gefundenen Ladungsdichte für eine Parameterkombination dargestellt.

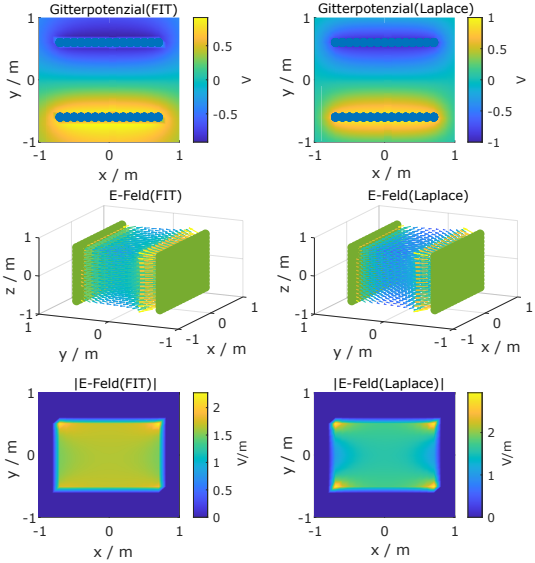


Abbildung 8.2: Resultierendes Volumenpotential und dreidimensionales E-Feld aus Einsetzen der diskreten IEM-Leiterladungsdichten und Aufstellen der Superposition der Teilladungen über dem gesamten Volumengitter (links); Vergleich mit Lösung durch angenäherten Laplace-Operator (rechts)

8.1.2 Validierungsergebnisse

Einklemmngradienten des Simulationsmodells

Nachfolgend wird die Simulationsgüte des Einklemmfalls für das in Abs. 5.3 aufgestellte 2D-Simulationsmodell validiert. Bei diesem wird ein zweidimensionaler Ansatz verwendet, der eine Verschiebung der Einklemmpositionen entlang der x-Achse ermöglicht, die zu unterschiedlichen Lastprofilen führt. Bei Einklemmpositionen in der Nähe der A-Säule werden kleinere Gradienten erwartet als auf der B-Säulenseite, die der Zugseite des Hochlaufs entspricht.
Dazu wird das Simulationsmodell so parametrisiert, dass die Messgrößen sich im gleichen Wertebereich befinden. Um vergleichbare Gradienten zu erhalten, wird das Reibprofil über das gemessene Drehmoment eingestellt. Über die Blockphase wird der Kommutierungs-, sowie der statische Widerstand des Motors und Kabelbaums bestimmt. Zudem ergibt sich die Drehmomentkonstante aus dem Maximalmoment oder der maximalen Einklemmkraft bei ω_M=0. Darüber hinaus wird die Drehzahlkonstante und Gleitreibung an die vorliegenden Geschwindigkeits- und Stromprofile des Mittellaufs angepasst. Zuletzt werden die Steifigkeiten und die Vorspannung der drei Seilstränge der Hebermechanik anhand der Stromprofile an das Anlauf- und Oszillationsverhalten angepasst. Die Eingangsspannung beträgt 12V, die Simulationsschrittweite 0.1ms und es wird ein Sensorrauschen mit einer Varianz von 0.01 und einer Samplerate von 1ms definiert. In Abb. 8.3 sind die gemessenen und simulierten Stromprofile zu Einklemmfällen an A- und B-Säule bei $x_{E,0}$=[0.2 0.38], $z_{E,0}$=-0.1 mit 65N/mm Steifigkeiten abgebildet:

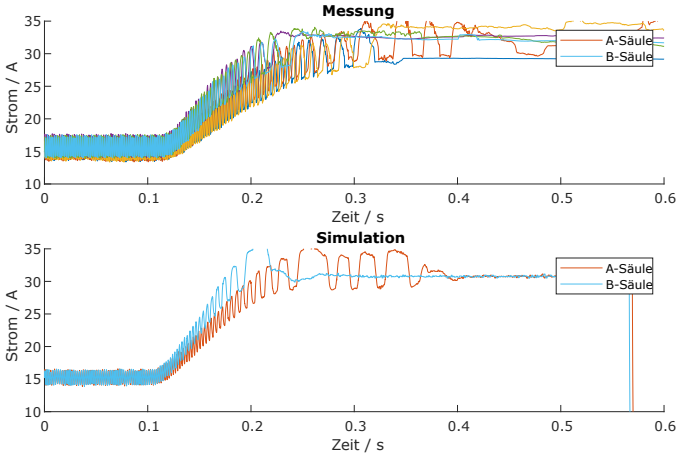


Abbildung 8.3: Gemessener und simulierter Stromverlauf mehrerer Einklemmfälle an A- und B-Säule mit synchronisiertem Einklemmzeitpunkt

Sowohl in den gemessenen Verläufen, als auch in der Simulation ist der Unterschied zwischen den Einklemmpositionen deutlich zu erkennen. In beiden Fällen zeigt der A-Säulen Fall einen weicheren Gradienten. Ein Vergleich absoluter Abweichungen wird aufgrund potenzieller Parameterunterschiede nicht durchgeführt. In Abb. 8.4 sind die Geschwindigkeitsverläufe dargestellt:

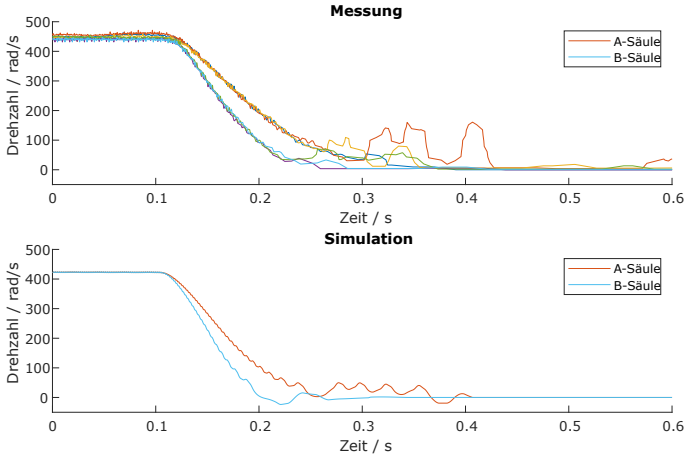


Abbildung 8.4: Gemessener und simulierter Drehzahlverlauf mehrerer Einklemmfälle an A- und B-Säule

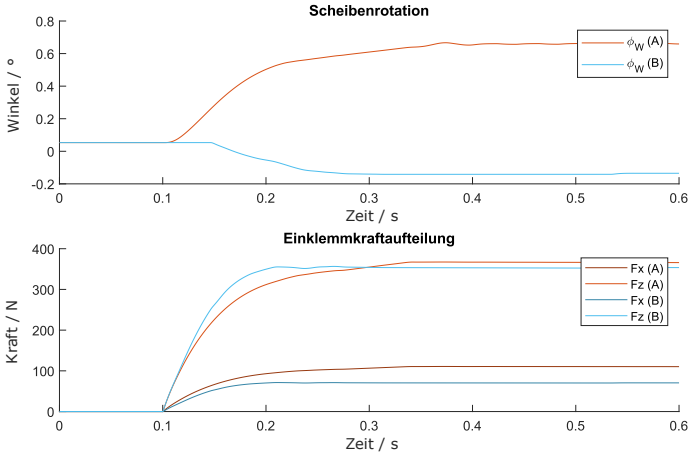


Abbildung 8.5: Rotationswinkel der Scheibe (oben); Verteilung der simulierten Einklemmkraftkomponenten in x-/y-Richtung (unten)

Auch die Geschwindigkeitsprofile zeigen eine sehr gute Übereinstimmung und ein nahezu identisches Verhältnis der Gradientensteigung. Zudem sind die Oszillationen des langsam kommutierenden

Motors sichtbar, die in einen Effekt der verkippenden Fensterscheibe übergehen, der durch die Vorspannung der Hebermechanik ausgelöst wird. Abschließend wird die Scheibenrotation und die Kraftkomponenten des Einklemmkraftvektors in Abb. 8.5 ausgewertet:

Die Scheibenrotation zeigt eine positive Rotation, wenn sich das Einklemmobjekt an der A-Säule befindet, die einem korrekten Anheben der B-Säulenseite entspricht. Während der B-Säulen Einklemmfall eine leicht negative Rotation aufzeigt, die durch die Vorspannung des Hebersystems ausgelöst wird. Für die Kraftkomponenten ergeben sich maximale Einklemmkräfte von 350N in z-Richtung und 50-100N in x-Richtung. Dabei sind Unterschiede eines schnelleren Kraftaufbaus mit geringeren x-Anteilen auf B-Säulenseite ersichtlich.
Als Letztes wird eine weitere Einklemmsteifigkeit von 10N/mm betrachtet. Die Simulations- und Messergebnisse sind in Abb. 8.6 dargestellt:

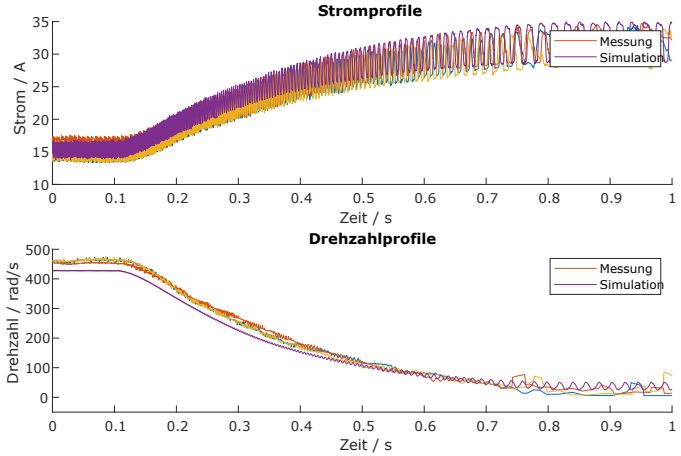


Abbildung 8.6: Messung und Simulation des mittigen Einklemmfalls mit Einklemmsteifigkeiten von 10N/mm

Der Verlauf beider Messgrößen stimmt sehr gut mit den gemessenen Verläufen überein. Mit dem Vergleich der Einklemmgradienten ist der Modellierungsansatz des zweidimensionalen Modells validiert.

Zusammenfassung der UKFM-NN Validierung

Nachfolgend sind die Ergebnisse zur idealen Simulation (I), dem Prüfstandsversuch (III) und der Simulation unter erschwerten Bedingungen (II) in Tab. 8.1, Tab. 8.2 und Tab. 8.1 zusammengefasst.

Ansatz	I	I	II	II	III	III
	Zyklus_2	Zyklus_{10}	Zyklus_2	Zyklus_{10}	Zyklus_2	Zyklus_{10}
LB	74.11%	74.11%	0%	0%	0%	0%
DO	98.00%	98.00%	0%	0%	0%	0%
LB+NN	91.65%	97.87%	0%	0%	0%	0%
KF+NN	93.86%	97.47%	91.22%	90.82%	88.18%	85.60%
EKF+NN	93.98%	96.45%	90.60%	91.42%	80.11%	86.17%
UKF+NN	94.31%	96.55%	90.97%	91.64%	83.42%	82.87%
UKFM-NN	98.48%	99.93%	96.55%	96.26%	94.14%	94.44%

Tabelle 8.1: Ergebnisse der Zustandsbeobachtung mit normierten Genauigkeiten über allen Zuständen

Ansatz	I	I	II	II	III	III
	Zyklus_2	Zyklus_{10}	Zyklus_2	Zyklus_{10}	Zyklus_2	Zyklus_{10}
LB	–	–	–	–	–	–
DO	–	–	–	–	–	–
LB+NN	65.60%	79.40%	0%	0%	0%	0%
KF+NN	81.21%	81.43%	54.57%	54.88%	21.05%	13.68%
EKF+NN	98.72%	99.41%	66.78%	69.62%	23.88%	11.10%
UKF+NN	98.97%	99.42%	67.14%	69.56%	2.04%	0%
UKFM-NN	89.96%	99.47%	84.92%	82.29%	36.67%	34.53%

Tabelle 8.2: Ergebnisse der Reibungsidentifikation mit normierten Genauigkeiten zur Gesamtreibung

Für den Luenberger und Störgrößenbeobachter ohne neuronale Netze existieren keine Reibungsverläufe, weshalb diese kein Ergebnis aufweisen.

Ansatz	I	I	II	II	III	III
	Zyklus_2	Zyklus_{10}	Zyklus_2	Zyklus_{10}	Zyklus_2	Zyklus_{10}
LB	–	–	–	–	–	–
DO	–	–	–	–	–	–
LB+NN	*nc*	69.61%	8.82%	79.73%	*nc*	*nc*
KF+NN	8.94%	70.89%	*nc*	*nc*	*nc*	70.99%
EKF+NN	*nc*	*nc*	*nc*	*nc*	*nc*	46.80%
UKF+NN	*nc*	*nc*	*nc*	4.07%	4.06%	*nc*
UKFM-NN	76.94%	99.07%	82.00%	96.94%	82.47%	93.73%

Tabelle 8.3: Konvergenz der neuronalen Gewichte im 2. und 10. Schließzyklus

Ein nicht konvergierendes Ergebnis wird aufgrund hoher prozentualer Abweichungen mit 'n.c.' dargestellt.

Parametersensitivitäten der Rippleamplituden

Mithilfe der identifizierten Motorparameter können die Parametersensitivitäten der Rippleamplitude gebildet werden. Die Sensitivitäten werden in Kapitel 5.2.1 hergeleitet.
Es werden Parameterwertänderungen von zehn Prozent betrachtet. Zur gegenseitigen Gewichtung der Parametereinflüsse wird für jeden Parameter ein Wertebereich abgeschätzt. Das Gewicht bildet sich durch Multiplikation der Sensitivität mit der Parameteränderung. Um eine Gewichtung zu ermöglichen, werden die resultierenden Stromamplituden anschließend über die Summe aller Änderungen normiert. Die Ergebnisse sind in Tab. 8.4 zusammengefasst.

Parameter	**Wertebereich**	**Einheit**	**Sensitivität**	**Gewichtung**
Widerstandsverhältnis $c_{1,2}$	[0; 1]		$\approx$ 2.5A	$\approx$ 55%
Eingangsspannung U	[0; 14]	V	$\approx$ 0.08A/V	$\approx$ 25%
Rastmoment t_c	[0; 0.04]	Nm	$\approx$ 8A/Nm	$\approx$ 7%
Ankerwiderstand R_A	[0; 0.5]	Ω	$\approx$ 0.4A/Ω	$\approx$ 5%
Kabelbaumwiderstand R_H	[0; 0.1]	Ω	$\approx$ 2A/Ω	$\approx$ 4%
Gesamtwiderstand R_0	[0; 0.6]	Ω	$\approx$ 0.25A/Ω	$\approx$ 3%
Ankertemperatur T_A	[-30; 100]	°C	$\approx$ 2mA/K	$\approx$ 0.7%
Außentemperatur T_E	[-30; 50]	°C	$\approx$ 0.2mA/K	$\approx$ 0.02%
Rotorgeschwindigkeit w_M	[0; 500]	rad/s	$\approx$ 20 mAs/rad	-
Selbstinduktion L	[0; 1]	mH	$L_{max} \approx$ 0.2mH	-

Tabelle 8.4: Vergleich der Parametersensitivitäten zur resultierenden Rippleamplitude, die Gewichtung erfolgte über eine Parameteränderung von 10% des dazugehörigen Wertebereichs, verwendete Parameter zur Gewichtung: k_M=0.0264, k_ω=0.0153, R_0=0.3Ω, f_v=1e-4, c=0.75, p=8, U=12V

Die von der Kommutierung ausgelöste Widerstandsänderung in dem Verhältnis $c_{1,2} = R_k/R_0$ weist mit über 50% den größten Einfluss auf die Rippleamplitude auf. An zweiter Stelle steht die Eingangsspannung U mit einem Einfluss von etwa 25%. Diese wirkt sich direkt auf die Rotorgeschwindigkeit ω_M und das induzierte Back-EMF aus. An dritter Stelle tritt das Rastmoment mit einer Gewichtung von etwa 7% hervor. Darunter liegen die Einzelwiderstände des Kabelbaums und Motorankers mit etwa 4-5%. Die vorliegende Induktivität von L=0.23mH ist größer als die berechnete Grenzinduktivität L_{max}=0.16mH und führt somit zu einer Dämpfung der Rippleamplituden oberhalb einer Grenzgeschwindigkeit von ω_{max}=400rad/s.
Sowohl die gebildeten Sensitivitäten als auch die Gewichtung sind abhängig von den gewählten Wertebereichen und dienen als Abschätzung zu den tatsächlichen Parametereinflüssen von FH-Motoren.

Zustandsbeobachtung am FH-System

In Abb. 8.7 ist das Ergebnis zur Zustandsbeobachtung am Simulationsmodell (II) nach Tab. 6.11 dargestellt.

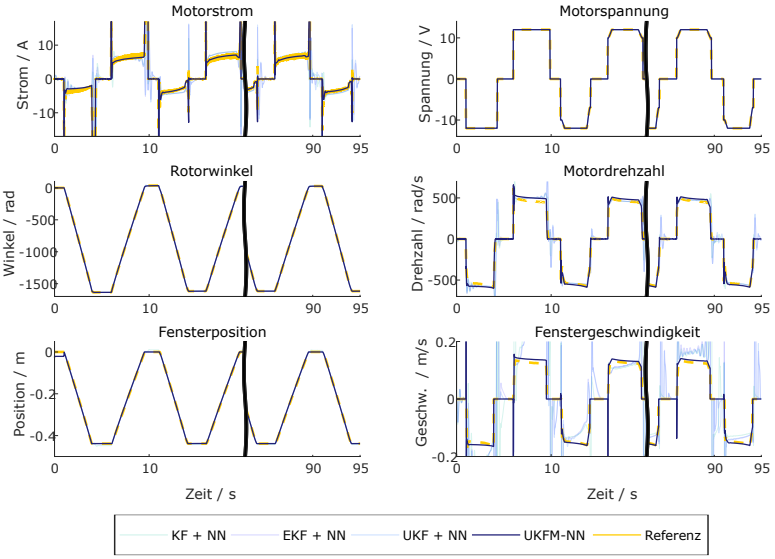


Abbildung 8.7: Beobachtete Zustände zum Simulationsmodell (II) für aufeinander folgende Öffnungs-/Schließzyklen mit unbekannter Reibung

Gradientenprofilkorrelation

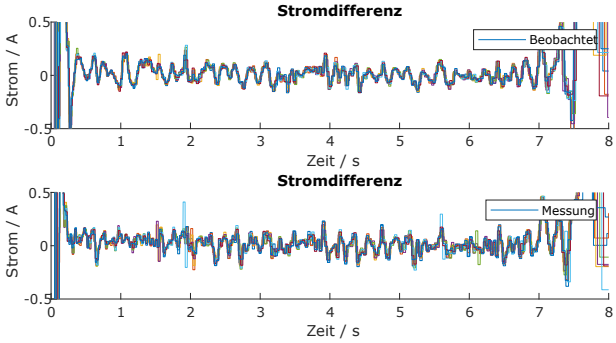


Abbildung 8.8: Verlauf der beobachteten und gemessenen Stromprofile im gelernten Zustand über einem kompletten Schließzyklus bei 12V

In Abb. 8.8 sind die berechneten Stromdifferenzen aller acht Ausgänge der Scheitelpunktfilterung $d\mathbf{I}_{\mathrm{Smax}}(r, \varphi_M)$ für einen 12V-Schließzyklus dargestellt.

Die Abbildung zeigt die absoluten Stromdifferenzen und veranschaulicht die Qualität der Filterung. Die Zeitableitung wird anschließend durch Division der individuellen Zeitdifferenzen zu den zwischengespeicherten Scheitelpunkten gebildet.

In Abb. 8.9 wird die Drehzahl- und Stromgradienten für insgesamt 12 Schließzyklen mit 12V übereinandergelegt.

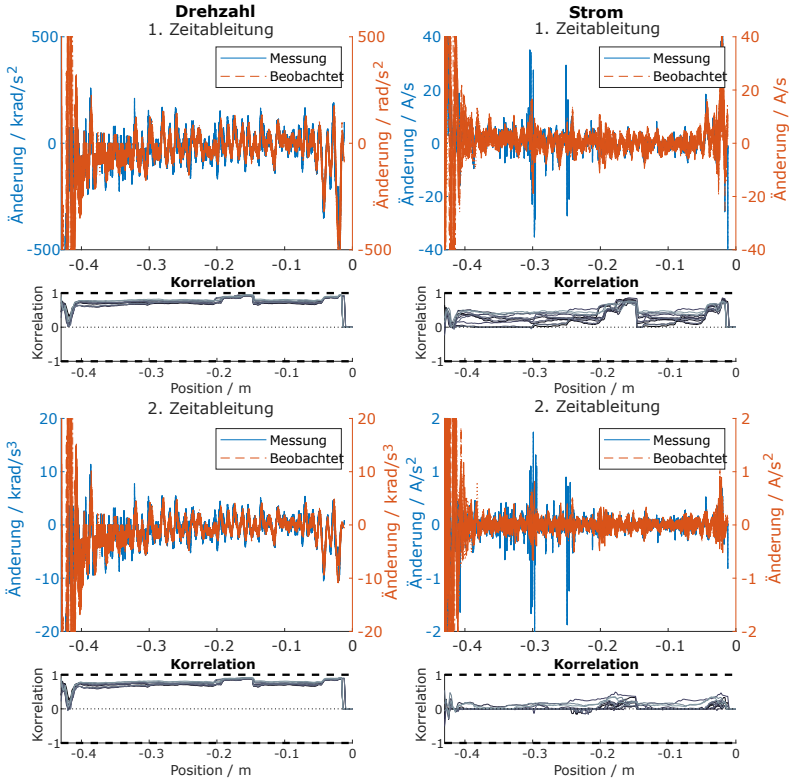


Abbildung 8.9: Korrelation der Geschwindigkeits- und Stromgradienten für 12 Schließzyklen bei 8V

Im vorliegenden Beispiel fällt die positionsabhängige Korrelation des Stromgradienten niedriger aus, als die Korrelation der Drehzahlgradienten. Dies ist zum Teil auf die verwendeten Fensterbreiten zurückzuführen, die für beide Verläufe als identisch eingestellt wurden. Aus Abb. 6.31 im Validierungsabschnitt und Abb. 8.8 ist ersichtlich, dass sich die Stromgradienten ersten und zweiten Grades für eine Schwellwertberechnung eignen.

Näherungsdetektion bei galvanischer Entkopplung

In Abb. 8.10 sind Messreihen zur Näherungsdetektion am Prüfstand mit und ohne galvanischer Entkopplung aufgeführt.

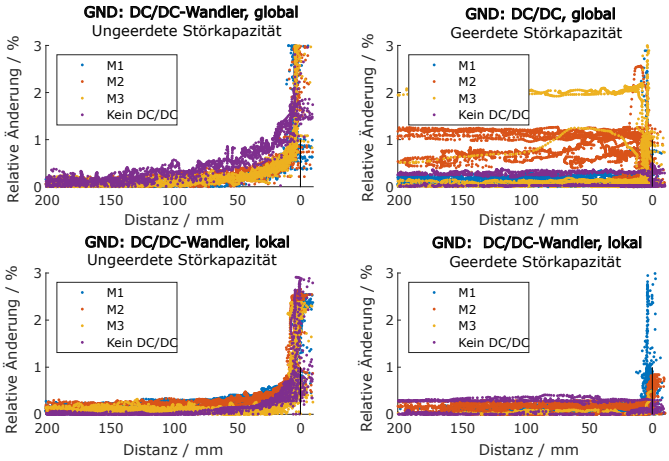


Abbildung 8.10: Näherungs- und Berührungssensitivität des Aufbaus an Messstelle M1 bei galvanischer Entkopplung durch DC/DC Wandler und Optokoppler, für verschiedene Erdungsfälle der Bestromungsseite; blau-primär, grün-sekundär, orange-tertiär

Die Abbildung zeigt die Annäherung an die Messstellen M1-M3 mit galvanischer Entkopplung, sowie jeweils eine Vergleichsmessung ohne galvanische Entkopplung (lila) für die unterschiedlichen Erdungsszenarien. Mit Entkopplung ist eine erhöhte Sensitivität bei global geerdetem DC/DC-Wandler mit ungeerdeter Störkapazität (oben links) zu erkennen. Dagegen weist der lokal geerdete DC/DC-Wandler (unten links, rechts) eine verminderte Sensitivität auf. Für die lokal geerdete Störkapazität (oben rechts) zeigen sich deutliche Baselinesprünge, die über den Fingerkontakt mit der Dichtungsoberfläche hervorgerufen werden. Offenbar kommt es zu einem Ladungsaustausch. Aus den Ergebnissen ist zu erkennen, dass die Entkopplung keine nennenswerten Vorteile aufweist und eine ausreichende Filterung des DC/DC-Wandler Ausgangs erfordert.

Parametervariation am Trainingsdatensatz

Nachfolgend sind ergänzende Abbildungen zur Generierung des Trainingsdatensatzes aus realen und synthetischen Kamerabildern aufgeführt. Für diese wird eine Parametervariation durchgeführt, die zu einer Robustheitserhöhung des Verfahrens beitragen soll.

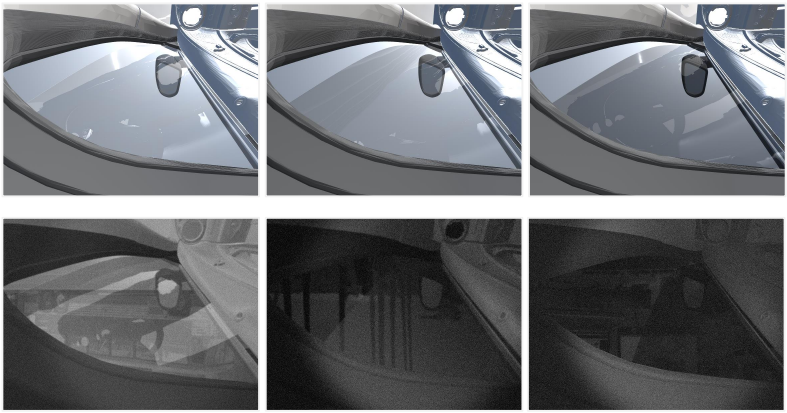


Abbildung 8.11: Parametervariation in Unity (oben) und Postprocessing (unten) zum synthetischen Datensatz mit Variation der Lichtverhältnisse, des Rauschens, der Farben und Helligkeit

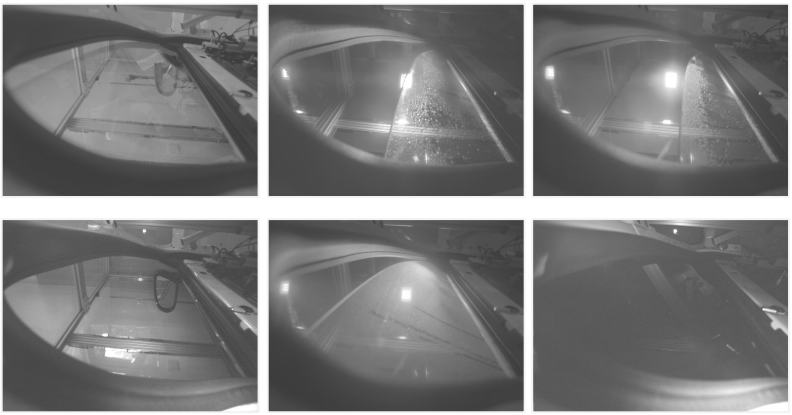


Abbildung 8.12: Parametervariation am Prüfstand zum realen Datensatz mit Variation der Scheibennässe, des Gegenlichts und der Lichtverhältnisse

Robustheitsergebnisse des optischen EKS

Des Weiteren werden ergänzende Ergebnisse zur Robustheitsbewertung der einzelnen DenseNet-Module aufgeführt. Die Ergebnisse werden durch Applikation von erschwerten Prüfstandsbedingungen zu veränderlichen Lichtverhältnissen, Scheibennässe, Blendenzahl und Hintergrundszenarien

aufgenommen.
In Abb. 8.13 sind die Ergebnisse der 70-Lux Messung des Einklemmschutzmoduls abgebildet.

Top1-Error							
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl		Einklemmobjekt	
70 Lux	1%	Fenster geöffnet	0%	f/1.8	0%	Stab 10mm	0%
						Stab 4mm	1%
						Finger	0%
						Hand	0%
				f/2.8	1%	Stab 10mm	0%
						Stab 4mm	2%
						Finger	0%
						Hand	0%
				f/4.0	0%	Stab 10mm	0%
						Stab 4mm	1%
						Finger	0%
						Hand	0%
		Fenster fast geschlossen	0%	f/1.8	0%	Stab 10mm	0%
						Stab 4mm	0%
						Finger	1%
						Hand	0%
				f/2.8	0%	Stab 10mm	0%
						Stab 4mm	0%
						Finger	0%
						Hand	0%
				f/4.0	1%	Stab 10mm	2%
						Stab 4mm	0%
						Finger	0%
						Hand	0%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	1%	f/1.8	1%	Stab 10mm	1%
						Stab 4mm	2%
						Finger	0%
						Hand	1%
				f/2.8	1%	Stab 10mm	2%
						Stab 4mm	0%
						Finger	1%
						Hand	0%
				f/4.0	2%	Stab 10mm	1%
						Stab 4mm	4%
						Finger	2%
						Hand	2%

Abbildung 8.13: Ergänzende Ergebnisse zur Einklemmschutzklassifikation bei 70 Lux mit optimierten Datensatz und Parametervariation

Die Abbildungen 8.14, 8.15, 8.16 enthalten die Robustheitsergebnisse der restlichen DenseNet Module zu Objektklassifikation, mehrstufiger Kantenregression, Kantenklassifikation und Gesamtzuverlässigkeit.

Top1-Error	
Kompletter Datensatz	2,55%
	99 / 3888

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	3%	Fenster geöffnet	2%	f/1.8	0%
				f/2.8	5%
				f/4.0	1%
		Fenster fast geschlossen	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	0%
				f/4.0	1%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	8%	f/1.8	8%
				f/2.8	7%
				f/4.0	8%

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	2%	Fenster geöffnet	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	1%
				f/4.0	0%
		Fenster fast geschlossen	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	1%
				f/4.0	1%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	5%	f/1.8	7%
				f/2.8	3%
				f/4.0	6%

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	2%	Fenster geöffnet	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	1%
				f/4.0	2%
		Fenster fast geschlossen	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	0%
				f/4.0	2%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	3%	f/1.8	5%
				f/2.8	3%
				f/4.0	1%

Top1-Error	
Kompletter Datensatz	0,46%
	12 / 2592

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	1%	Fenster geöffnet	2%	f/1.8	0%
				f/2.8	3%
				f/4.0	4%
		Fenster fast geschlossen	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	1%
				f/4.0	0%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	0%	f/1.8	1%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	0%	Fenster geöffnet	0%	f/1.8	0%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%
		Fenster fast geschlossen	0%	f/1.8	0%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	0%
				f/4.0	1%

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	0%	Fenster geöffnet	0%	f/1.8	0%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%
		Fenster fast geschlossen	0%	f/1.8	0%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%
		Fenster fast geschlossen, Nasse Scheibe und Gegenlicht	0%	f/1.8	0%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%

Abbildung 8.14: Ergebnisse der Robustheitsanalyse zur Objektklassifikation (links) und Zuverlässigkeitsklassifikation (rechts)

Top1-Error	
Kompletter Datensatz	4,81%
	97 / 2016

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	9%	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	17%	f/1.8	17%
				f/2.8	17%
				f/4.0	18%
		Scheibe nass, Gegenlicht	1%	f/1.8	1%
				f/2.8	0%
				f/4.0	1%

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	3%	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	4%	f/1.8	1%
				f/2.8	8%
				f/4.0	1%
		Scheibe nass, Gegenlicht	5%	f/1.8	6%
				f/2.8	6%
				f/4.0	1%

Top1-Error					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	1%	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	3%	f/1.8	7%
				f/2.8	0%
				f/4.0	1%
		Scheibe nass, Gegenlicht	0%	f/1.8	0%
				f/2.8	0%
				f/4.0	0%

Mean Absolute Error (MAE) in mm	
Kompletter Datensatz	5,6

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	6,0	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	6,7	f/1.8	6,4
				f/2.8	6,5
				f/4.0	7,6
		Scheibe nass, Gegenlicht	5,3	f/1.8	7,5
				f/2.8	5,1
				f/4.0	3,5

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	5,4	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	5,9	f/1.8	5,9
				f/2.8	5,9
				f/4.0	6,1
		Scheibe nass, Gegenlicht	4,9	f/1.8	5,7
				f/2.8	4,6
				f/4.0	4,7

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	5,4	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	5,4	f/1.8	6,1
				f/2.8	5,6
				f/4.0	4,8
		Scheibe nass, Gegenlicht	5,4	f/1.8	8,0
				f/2.8	4,6
				f/4.0	3,6

Abbildung 8.15: Robustheitsanalyse zur Kantensichtbarkeit (links) und Kantenregression über dem gesamten Fensterlauf (rechts)

Mean Absolute Error (MAE) in mm	
Kompletter Datensatz	0,5

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	0,8	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	1,0	f/1.8	0,5
				f/2.8	0,8
				f/4.0	2,1
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,7	f/1.8	1,2
				f/2.8	0,7
				f/4.0	0,3

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	0,4	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,4	f/1.8	0,7
				f/2.8	0,2
				f/4.0	0,6
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,3	f/1.8	0,6
				f/2.8	0,1
				f/4.0	0,3

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	0,4	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,5	f/1.8	0,7
				f/2.8	0,8
				f/4.0	0,3
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,4	f/1.8	0,6
				f/2.8	0,2
				f/4.0	0,3

Mean Absolute Error (MAE) in mm	
Kompletter Datensatz	0,4

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	0,6	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,6	f/1.8	0,8
				f/2.8	0,3
				f/4.0	0,6
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,6	f/1.8	0,9
				f/2.8	0,1
				f/4.0	0,6

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	0,2	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,1	f/1.8	0,1
				f/2.8	0,2
				f/4.0	0,1
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,6	f/1.8	0,8
				f/2.8	0,5
				f/4.0	0,5

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	0,4	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,3	f/1.8	0,2
				f/2.8	0,4
				f/4.0	0,3
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,6	f/1.8	1,2
				f/2.8	0,3
				f/4.0	0,3

Mean Absolute Error (MAE) in mm	
Kompletter Datensatz	0,5

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
0 Lux	0,8	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	1,3	f/1.8	1,1
				f/2.8	1,4
				f/4.0	1,6
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,3	f/1.8	0,7
				f/2.8	0,1
				f/4.0	0,2

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
35 Lux	0,1	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,0	f/1.8	0,0
				f/2.8	0,1
				f/4.0	0,1
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,3	f/1.8	0,6
				f/2.8	0,3
				f/4.0	0,1

Mean Absolute Error (MAE) in mm					
Äußere Lichtbedingungen		Szenario		Blendenzahl	
70 Lux	0,5	Scheibe trocken, kein Gegenlicht	0,8	f/1.8	0,6
				f/2.8	1,2
				f/4.0	1,1
		Scheibe nass, Gegenlicht	0,2	f/1.8	0,8
				f/2.8	0,1
				f/4.0	0,1

Abbildung 8.16: Ergebnisse der Robustheitsanalyse zu den drei Regressionsbereichen, 23-140mm (links), 100-220mm (Mitte), 180-300mm (rechts)

Sämtliche Module weisen ein solides Ergebnis auf, das durch eine Optimierung des Trainingsdatensatzes weiter verbessert werden könnte.

8.2 Anhang B: Modellergänzungen

Nachfolgend sind ergänzende Abbildungen und Modelle zu Kapitel 2 bis 5 aufgeführt, die nach ihrem Auftreten sortiert sind.

8.2.1 PMDC-Motormodellierung und SLP

Taylorapproximation zum selbstinduzierten Back-EMF

In Abb. 8.17 ist der individuelle Spulenbeitrag zum Gesamt-Back-EMF dargestellt.

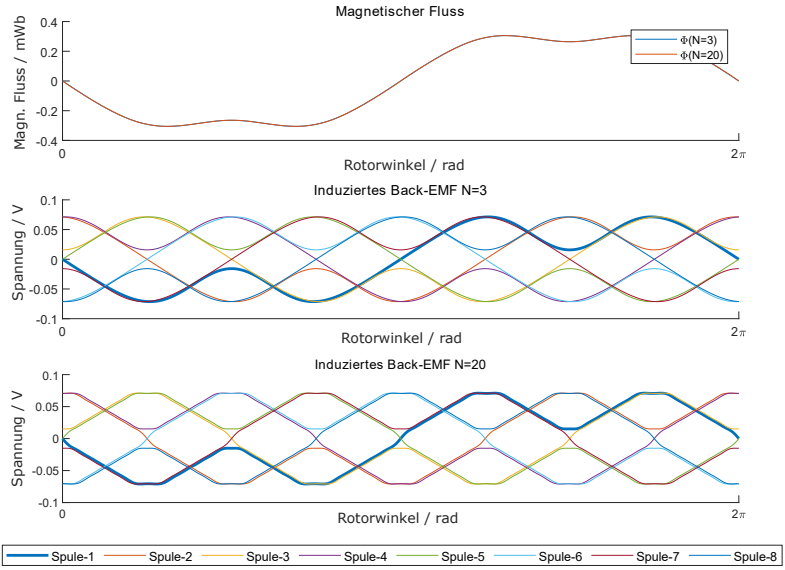


Abbildung 8.17: Verlauf der magnetischen Flussdichte und der induzierten Spannung pro Spule für den unbelasteten Motor bei ca. 1600U/min und unterschiedlichen Taylorapproximationsgraden: 3.Grades (Mitte), sowie 20.Grades (unten)

Parametersensitivitäten zur Rippleausprägung

In Gl.(8.1) sind die Parametersensitivitäten zum Gesamtwiderstand R_0 und zum Widerstandsverhältnis des Motors $c_{0,k}$ dargestellt.

$$\begin{aligned}\frac{\partial h_R}{\partial R_0} &= -\frac{f_v^2 U_M \cdot (c_{0,k}-1)\cdot(c_{0,k}+1)^2}{c_{0,k}\cdot(R_0 f_v(1+c_{0,k})+2k_M k_\omega)^2}\\ \frac{\partial h_R}{\partial c_{0,k}} &= \frac{f_v U_M \cdot (R_1 f_v(c_{0,k}^2+2c_{0,k}+1)+2k_M k_\omega(1+c_{0,k}^2))}{c_{0,k}^2\cdot(R_1 f_v(1+c_{0,k})+2k_M k_\omega)^2}\end{aligned} \tag{8.1}$$

SLP mit Paramteridentifikation

In Abb. 8.18 wird eine ergänzende Parameteridentifikation zur sensorlosen Positionierung vorgeschlagen.

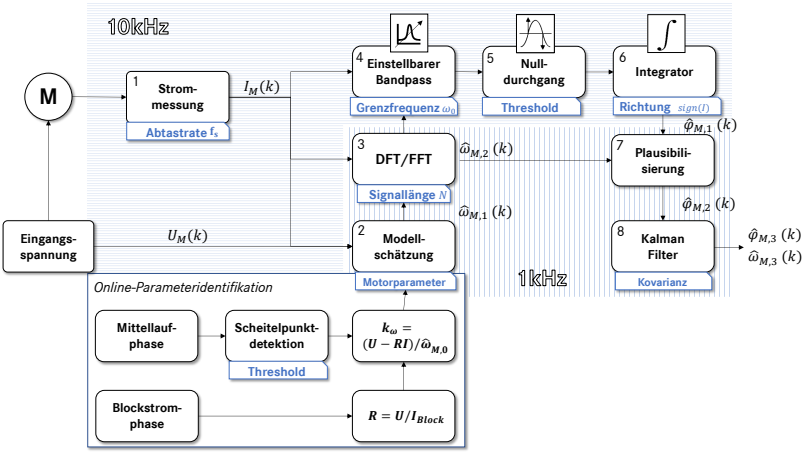


Abbildung 8.18: Aufbau einer sensorlosen Positions- und Geschwindigkeitserfassung mit zweistufiger Online-Parameteridentifikation basierend auf Auswertung der Blockstrom- und Mittellaufphasen

Die modellbasierte Schätzung zur Einstellung der DFT weist Parameterabhängigkeiten zum Widerstand R und der Drehzahlkonstanten k_ω auf. Mit der vorgeschlagenen Parameteridentifikation können diese aus Messintevallen zur Blockstrom- und Leerlaufphase des Motors ermittelt werden. Die Leerlaufphase kann als Bereich des unangespannten FH-Systems während des Anfahrens definiert werden. Für die Blockstromphase kann eine Spannung kleiner der Losbrechspannung des Motors verwendet werden, die auf das unbewegte System appliziert wird. Mit einer Schätzung der kleinsten Fehlerquadrate können die Parameter unter Berücksichtigung einer Motorvorerwärmung auch während des Betriebs bestimmt werden. Falls der Ausgangswiderstand R_0 bekannt ist, kann auf diese Weise auch eine Temperaturschätzung und -kompensation des erwärmten Motors erfolgen.

8.2.2 FH-Modellierung

Lineares FH-Modell

Nachfolgend ist das lineare Prozessmodell des FH-Systems aufgeführt, das für die Vergleiche mit nichtlinearen Ansätzen verwendet wird. Dieses besteht aus der linearen Systemmatrix $\boldsymbol{A}$, die bspw. in den linearen Vergleichsbeobachtern der UKFM-NN Validierung in Abs. 6.3 angewendet wird.

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{c_C}{m_W} & -\frac{d_C}{m_W} & \frac{c_C \cdot n_{rel}}{m_W} & \frac{d_C \cdot n_{rel}}{m_W} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \frac{c_C \cdot n_{rel}}{\theta_M} & \frac{d_C \cdot n_{rel}}{\theta_M} & -\frac{c_C \cdot n_{rel}^2}{\theta_M} & \frac{n_{rel}}{\theta_M}\left(f_v - n_{rel} \cdot d_C\right) & \frac{\eta_G \cdot k_M}{\theta_M} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{k_\omega}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \tag{8.2}$$

Mit dem Übersetzungsverhältnis

$$n_{rel} = \frac{r_D}{n_G} \tag{8.3}$$

Für den Eingangsvektor $\boldsymbol{B}$ und die Ausgangsmatrix $\boldsymbol{C}$ folgt:

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 & -g & 0 & 0 & 1/L \end{bmatrix}^T \qquad \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{8.4}$$

Mit der skalaren Eingangsgröße $u = U_C$, die der Stellspannung des Motors entspricht. Äußere Beschleunigungen wie die Schwerkraftsbeschleunigung werden als Störgröße interpretiert und über die Matrix $\boldsymbol{E}$ eingekoppelt:

$$\boldsymbol{E} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{8.5}$$

Das Gesamtsystem besitzt folgenden Aufbau:

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{B}\boldsymbol{u}(t) + \boldsymbol{E}\boldsymbol{d}(t) \tag{8.6}$$
$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{D}\boldsymbol{u}(t) \tag{8.7}$$
$$\tag{8.8}$$

Im Fall des unbewegten Fahrzeugs entspricht die äußere Beschleunigung mit $d = g_z$ der Schwerkraftsbeschleunigung in lokale z-Richtung.

Vergleichsbeobachter

Zur Validierung des UKFM-NN Ansatzes aus Abs. 5.4.1 werden lineare und nichtlineare Vergleichsbeobachter aufgestellt. Bei den nichtlinearen Ansätzen wird ein zum UKFM-NN identisches Streckenmodell nach Gl.(5.99) verwendet. Der Unterschied zum UKFM-NN besteht im Aufbau der Reibungsidentifikation, sowie dem Entfallen der Plausibilisierungstufen zu den transformierten Sigmapunkte nach Abs. 5.4.3. Der Aufbau der Reibungsidentifikation zu den Vergleichsansätzen mit GRNN-Strukturen wird ohne die im Abs. 5.4.2 vorgestellten Lernregelanpassungen durchgeführt. Als nichtlineare Vergleichsbeobachter werden EKF, sowie UKF-Ansätze eingesetzt.
Für die linearen Ansätze wird ein lineares Modell mit den in Gl.(8.2) und Gl.(8.4) beschriebenen Systemmatrizen verwendet. Zu diesem wird zunächst die Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit mithilfe der Kalmanschen Kriterien ausgewertet, vgl. [92]. Die Steuerbarkeits- und Beobbachtbarkeitsmatrizen ergeben sich aus:

$$\boldsymbol{Q}_S = \begin{bmatrix} \boldsymbol{B} & \boldsymbol{A}\boldsymbol{B} & \dots & \boldsymbol{A}^{n-1}\boldsymbol{B} \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{Q}_B = \begin{bmatrix} \boldsymbol{C} \\ \boldsymbol{C}\boldsymbol{A} \\ \vdots \\ \boldsymbol{C}\boldsymbol{A}^{n-1} \end{bmatrix} \tag{8.9}$$

da beide Matrizen $\boldsymbol{Q}_S$, $\boldsymbol{Q}_B$ vollen Rang (n=5) besitzen, ist die Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit nachgewiesen. Als Nächstes wird die Stabilität nach Lyapunov bestimmt, vgl.[92]. Dazu werden die Eigenwerte λ_i der Systemmatrix $\boldsymbol{A}$ betrachtet.

$$\begin{aligned}\lambda_1 &= -1.8 + 0i \\ \lambda_{2,3} &= -112.1 \pm 109.9i \\ \lambda_4 &= -49.5 + 0i \\ \lambda_5 &= -2.55e5 + 0i\end{aligned} \tag{8.10}$$

da sämtliche Eigenwerte einen negativen Realteil aufweisen, ist die Stabilität nach Lyapunov nachgewiesen. Zur Beobachtung wird eine Rückführmatrix mittels Polplatzierung berechnet.

$$\boldsymbol{L}_B = \begin{bmatrix} 0.0045 & -0.3051 \\ 5.46122 & 30.5955 \\ 99.58431 & -48.6997 \\ -994.6192 & -10630.7360 \\ -48.9204 & 2014.8472 \end{bmatrix} \tag{8.11}$$

Die Matrix $\boldsymbol{L}_B$ entspricht der Lünbergermatrix, welche zur Beobachtung als lernfähiger und nicht lernfähiger Lünberger Vergleichsbeobachter im Validierungsabschnitt 6.3 eingesetzt werden. Die Pole des geschlossenen Kreises sind in Abb. 8.19 dargestellt.

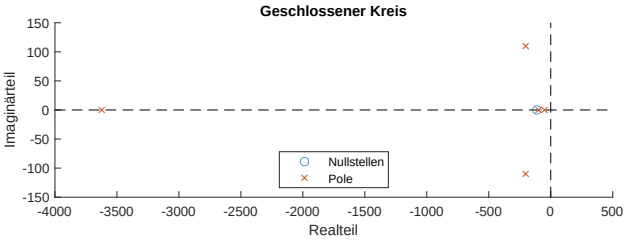


Abbildung 8.19: Pole und Nullstellen des geschlossenen Kreises mittels Lünbergerrückführung

Die Pole ergeben sich aus der neuen Systemmatrix $\boldsymbol{A} - \boldsymbol{L}_B\boldsymbol{C}$ und werden um etwa das Doppelte ihres ursprünglichen Realteils nach links platziert, um die Einschwingzeit zu verkürzen.

Prozess- und Messrauschen

Für das Prozessmodell aus Gl.(5.99) wird ein Prozessrauschen in Form eines additiven Rauschens $\boldsymbol{q}(t)$ der Beschleunigungen und der zeitlichen Änderung des Motorstroms in Betracht gezogen, welche über die Rauschgrößen $q_{\ddot{z}_W}, q_{\ddot{\phi}_M}, q_{\dot{i}_M}$ berücksichtigt werden.

$$\boldsymbol{q}(t) = \begin{bmatrix} q_{\ddot{z}_W}(t) \\ q_{\ddot{\phi}_M}(t) \\ q_{\dot{i}_M}(t) \end{bmatrix} \qquad \boldsymbol{G} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{8.12}$$

dieses wird über die Matrix $\boldsymbol{G}$ in das zeitkontinuierliche Modell eingekoppelt. Unter der Annahme von unkorrelierten Rauschgrößen folgt für die Kovarianz des Systemrauschens:

$$\boldsymbol{Q}_k = \begin{bmatrix} \mathrm{var}(q_{\ddot{z}_W}) & 0 & 0 \\ & \mathrm{var}(q_{\ddot{\phi}_M}) & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{var}(q_{i_M}) \end{bmatrix} \tag{8.13}$$

Um eine Überanpassung der beobachteten Zustände auf unmodellierte Reibanteile zu unterbinden, werden die Rauschanteile von $q_{\ddot{z}_W}, q_{\ddot{\phi}_M}$ besonders klein gewählt, wodurch das Einschwingverhalten des Beobachters verlangsamt wird. Die Reibanteile sollen durch den GRNN-Ansatz aus Abs. 5.4.2 identifiziert werden. Ebenso ist eine Überanpassung des Motorstroms aufgrund des fehlenden Kommutierungsmodells zu verhindern. Ein Wertebereich von 10^0 hat sich bei einer Schrittweite von t_S=0.1ms und dem Einsatz der direkten Diskretisierung als geeignet erwiesen.
Für das Messrauschen wird ein bekannter Messfehler des Motorwinkels und des Motorstroms angenommen:

$$\boldsymbol{r} = \begin{bmatrix} r_{\phi_M} \\ r_{I_M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.6169 \\ 0.4852 \end{bmatrix} \tag{8.14}$$

die zwei Vektorkomponenten setzen sich aus der Varianz der SLP-Rotorwinkelmessung $\mathrm{var}(\phi_M) \approx \pi^2/4$ und der Varianz der Motorstrommessung r_{I_M} zusammen. Für die Matrix des Messrauschens $\boldsymbol{R}_k$ wird ein unkorreliertes Rauschen angenommen:

$$\boldsymbol{R}_k = \begin{bmatrix} r_{\phi_M} & 0 \\ 0 & r_{I_M} \end{bmatrix} \tag{8.15}$$

Zur Diskretisierung von $\boldsymbol{G}$ wird eine direkte Diskretisierung nach Gl.(3.37), mithilfe der linearen Systemmatrix $\boldsymbol{A}$ angewandt, [80, S.101]. Diese bildet den Großteil der FH-Dynamik zum bewegten System ab.

$$\boldsymbol{G}_d = \int_0^{T_S} e^{\boldsymbol{A}\tau} \cdot \boldsymbol{G} \cdot d\tau \tag{8.16}$$

das Prozessrauschen addiert sich im Prädiktionsschritt über $\boldsymbol{Q}_k^* = \boldsymbol{G}_d \cdot \boldsymbol{Q}_k \cdot \boldsymbol{G}_d^T$ auf die geschätzte Kovarianz des $\boldsymbol{P}$ des nächsten Zeitschritts.

Die Kovarianz des Prozess- und Messrauschens könnte bspw. durch einen ROSE-Filter adaptiv geschätzt werden, vgl. [80, S.93]. Allerdings würde ein adaptives Verfahren ein höheres Prozessrauschen ableiten, welches aus den unmodellierten Streckenanteilen der zu identifizierenden Reibung entsteht. Daher wäre eine Wechselwirkung mit dem Lernprozess der Reibungsidentifikation zu erwarten. Um den Lernprozess nicht zu beeinträchtigen, werden diese Größen als konstant definiert.

Fensterkantenpolynom

In Tab. 8.5 sind die normierten Koeffizienten des Scheibenkantenpolynoms aufgeführt, aus denen der Dichtungseingriff der Schachtdichtung berechnet wird.

a_3	a_2	a_1	a_0
1.7966	0.6863	1.3754	-0.0002

Tabelle 8.5: Koeffizienten des Scheibenkantenpolynoms dritten Grades

Der Verlauf des Polynoms über Fenstertiefe h berechnet sich aus:

$$p(h) = \max\Big[\big(\min[a_3h^3 + a_2h^2 + a_1h + a_0,\ 1] \cdot d_w - d_0\big),\ 0\Big] \tag{8.17}$$

mit der Scheibenbreite $d_w \approx 0.4m$ und dem Korrekturwert $d_0 \approx 2cm$. Das normierte Polynom wird auf den Bereich der Scheibenbreite beschränkt.

Bewegungsgleichungen des FH-Systems

In Abb. 8.20 sind sämtliche Kräfte abgebildet, die bei der Berechnung des Kräftegleichgewichts der freigeschnittenen Scheibenmasse berücksichtigt werden.

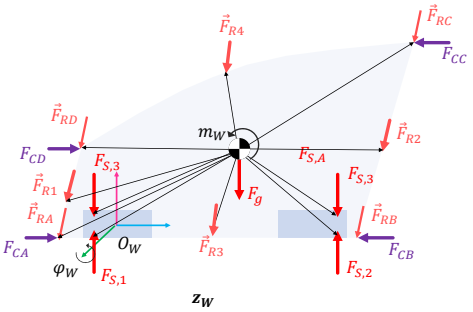


Abbildung 8.20: Angreifende Kräfte an der Scheibenmasse zur Berechnung des Kräfte- und Drehmomentgleichgewichts um den Masseschwerpunkt

Bei der Berechnung des Kräftegleichgewichts ist die Scheibenmasse m_W als zusammengesetzte Masse der Scheibe und der deutlich leichteren, steif verbundenen Gleitermassen zu interpretieren. Die Kräfte setzen sich zusammen aus:

- Antriebskräften: F_{Si} für i=1..4
- Dichtungsreibkräften: F_{Ri} für i=1..4
- Kontaktkräfte: F_{Ci} für i=A..D
- Kontaktreibkräften: F_{Ri} für i=A..D
- Gewichtskraft: F_g
- Einklemmkraft: F_E

Dies führt nach Gl.(5.97) auf den Vektor der nicht antreibenden Kräfte und Momente $\boldsymbol{T}_R$:

$$\boldsymbol{T}_C = \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_w(\varphi_w)^a \cdot \left(\sum_i \boldsymbol{F}^w_{Ri} + \sum_j \boldsymbol{F}^w_{Rj} + \sum_j \boldsymbol{F}^w_{Cj} + \boldsymbol{F}^w_E + m_w \boldsymbol{a}^w_{ws}\right) \cdot \boldsymbol{e}_z \\ \left(\sum_i \left(\boldsymbol{r}^w_{SRj} \times \boldsymbol{F}^w_{Rj}\right) + \sum_i \left(\boldsymbol{r}^w_{SRi} \times \boldsymbol{F}^w_{Ri}\right) + \sum_j \left(\boldsymbol{r}^w_{CSi} \times \boldsymbol{F}^w_{Cj}\right) + \left(\boldsymbol{r}^w_{SE} \times \boldsymbol{F}^w_E\right)\right) \cdot \boldsymbol{e}_y \end{bmatrix} \tag{8.18}$$

Und den Vektor $\boldsymbol{T}_A$ der Antriebskräfte und -momente:

$$\boldsymbol{T}_A = \begin{bmatrix} \boldsymbol{R}_w(\varphi_w)^a \cdot \left(\sum_i \boldsymbol{F}_{SRi}^w \right) \cdot \boldsymbol{e}_z \\ \left(\sum_i \left(\boldsymbol{r}_{SSi}^w \times \boldsymbol{F}_{Si}^w \right) \right) \cdot \boldsymbol{e}_y \end{bmatrix} \tag{8.19}$$

Die Gleiterreibung wird als Reibverlust bei der Berechnung der Seilkräfte $\boldsymbol{F}_{Si}$ berücksichtigt. Die Rotationsmatrix vom Scheibensystem ins Gleitersystem besteht aus einer Rotation um die y-Achse:

$$\boldsymbol{R}_w^a = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_w) & 0 & \sin(\varphi_w) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(\varphi_w) & 0 & \cos(\varphi_w) \end{bmatrix} \tag{8.20}$$

Und für die Rotation vom Scheibensystem ins Fahrzeugsystem folgt mit dem Türrotationswinkel φ_d:

$$\boldsymbol{R}_w^b = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_d)\cos(\varphi_w) & -\sin(\varphi_d) & \cos(\varphi_d)\sin(\varphi_w) \\ \cos(\varphi_w)\sin(\varphi_d) & \cos(\varphi_d) & \sin(\varphi_d)\sin(\varphi_w) \\ -\sin(\varphi_w) & 0 & \cos(\varphi_w) \end{bmatrix} \tag{8.21}$$

Für die Rotation vom globalen System ins Fahrzeugsystem wird die eulersche z-y-x-Konvention (Rollen-Ψ, Nicken-Θ, Gieren-Φ) angesetzt:

$$\boldsymbol{R}_0^b = \tag{8.22}$$
$$\begin{bmatrix} \cos(\Theta)\cos(\Psi) & \cos(\Psi)\sin(\Phi)\sin(\Theta) - \cos(\Phi)\sin(\Psi) & \sin(\Phi)\sin(\Psi) + \cos(\Phi)\cos(\Psi)\sin(\Theta) \\ \cos(\Theta)\sin(\Psi) & \cos(\Phi)\cos(\Psi) + \sin(\Phi)\sin(\Theta)\sin(\Psi) & \cos(\Phi)\sin(\Theta)\sin(\Psi) - \cos(\Psi)\sin(\Phi) \\ -\sin(\Theta) & \cos(\Theta)\sin(\Phi) & \cos(\Phi)\cos(\Theta) \end{bmatrix}$$

Referenzreibung zur idealen Simulation

In Abb. 8.21 ist der angenommene Reibkraftverlauf des idealen Simulationsmodells zur Validierung der Lastprofilidentifikation dargestellt.

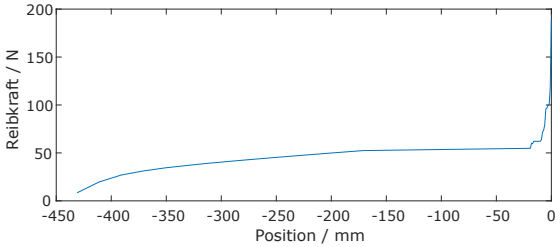


Abbildung 8.21: Statische Referenzreibung des idealen FH-Simulationsmodells

8.2.3 FH-Regelung

Nachfolgend wird eine PID-basierte Geschwindigkeits-, Kaskadenregelung und ein Anti-Wind-Up des Integratorteils für das FH-System implementiert.

Geschwindigkeitsregelung

Das Ziel des Regelungsansatzes ist die von der Informationsverarbeitung vorgegebene Fenstergeschwindigkeit $\dot{z}_{W,r}(k)$ einzuhalten. Dies führt auf die Regelabweichung:

$$e_{\dot{z}} = \dot{z}_{W,r}(k) - \hat{\dot{z}}_W(k) \tag{8.23}$$

Um die Regelabweichung $e_{\dot{z}}$ zu bestimmen, wird die Fenstergeschwindigkeit $\dot{z}_W$ benötigt. Da diese nicht in den Messgrößen enthalten ist, wird die Zustandsschätzung $\hat{\dot{z}}_W$ des Beobachters verwendet. Der Aufbau des Zustandsvektors und des verwendeten Beobachterkonzepts wird in Kapitel 5.4 beschrieben. In Abb. 8.22 ist das Prinzip der Geschwindigkeitsregelung für den Fensterheber dargestellt.

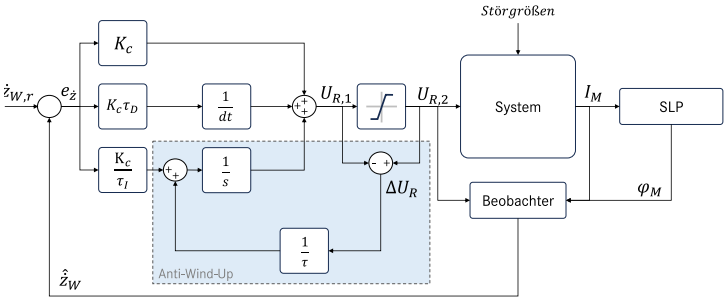


Abbildung 8.22: PID basierte Geschwindigkeitsregelung für das Fensterhebersystem mit Anti-Wind-Up Mechanismus

Als Ansteuerungssignal gibt der Regler die Spannung U_C, die der Stellgröße entspricht und den FH-Motor antreibt. Für die Regelung der Fenstergeschwindigkeit wird ein PID-Regler (Proportional-Integral-Derivative) verwendet. Der Reglerausgang $U_{R,2}$ setzt sich aus einem Proportional-, Integral- und Differenzierglied zusammen, [145, S. 9].

$$U_{R,1} = K_C \left(e + \frac{1}{\tau_I} \cdot \int e\, dt + \tau_D \cdot \frac{\mathrm{d}e}{\mathrm{d}t} \right) \tag{8.24}$$

Mithilfe der Laplace-Transformation kann die Übertragungsfunktion im Bildbereich gefunden werden:

$$G_{\mathrm{PID}}(s) = \frac{U_R(s)}{e(s)} = K_C \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau_I \cdot s} + \tau_D \cdot s \right) \tag{8.25}$$

Aus Gleichung (8.24) und Gleichung (8.25) ist abzulesen, dass es sich in beiden Fällen um eine Superposition aus P-, I- und D-Glied handelt. Über die Koeffizienten K_C, τ_I und τ_D können die Anteile gewichtet werden.

Anti-Wind-Up

Da die Spannungsversorgung und Motordrehzahl des Fensterhebersystems begrenzt sind, werden die Regler um eine Anti-wind-up Struktur erweitert. Diese hat zum Ziel den Integratoranteil bei Überschreitung der Stellgrößenbegrenzung zu reduzieren. Als Kontrollsignal dient die Differenz aus

Sollausgang $U_{R,1}$ und dem tatsächlichen Stellsignal $U_{R,2}$ hinter der Sättigungsstufe, vgl. Abb. 8.22. Die Ausprägung des Anti-Wind-Up kann über den Faktor $\frac{1}{\tau}$ eingestellt werden. Die Rückführung ist nur aktiv, wenn die Stellgrenzenbeschränkung überschritten wird. Andernfalls wird der unveränderte Reglerausgang $U_{R,1}$ zur Ansteuerung verwendet:

$$U_{R,2} = \begin{cases} -U_{max} & \text{für} \quad U_{R,1} < -U_{max} \\ U_{R,1} & \text{für} \quad -U_{max} \leq U_{R,1} \leq U_{max} \\ U_{max} & \text{für} \quad U_{R,1} > U_{max} \end{cases} \tag{8.26}$$

die maximal mögliche Ausgangsspannung wird durch U_{max} beschrieben. Für den Reglerausgang folgt:

$$U_{R,1}(s) = \frac{1}{\tau \cdot s + 1} \cdot U_{R,2}(s) + \frac{\tau}{\tau \cdot s + 1} \cdot \frac{K_C}{\tau_I} e(s) \tag{8.27}$$

Zur Bestimmung der PID-Koeffizienten existieren unterschiedliche Ansätze. In [146] werden eine Vielzahl an Regeln zur Parameterberechnung vorgestellt. Da das Einschwingverhalten an das Systemverhalten gekoppelt ist, kann eine einzige Parameterkombination oft nicht den gesamten Arbeitsbereich optimal abdecken. Für das Fensterhebersystem werden die Reglerparameter zunächst mithilfe der Methode nach Ziegler-Nichols ausgelegt. Anschließend wird das Reglerverhalten anhand der Systemantwort empirisch optimiert. Die Reglerparameter können für First-order plus dead time (FOPDT) Systeme folgendermaßen berechnet werden:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-Ds}}{\tau s + 1} \tag{8.28}$$

mit der Verstärkung im eingeschwungenen Zustand K_p, der Totzeit D und der Zeitkonstante τ. Es ist zunächst die Verstärkung K_u und die Periodendauer P_u bei anhaltender Oszillation zu bestimmen. Anschließend lassen sich die Reglerparameter mithilfe von Tab. 8.6 ableiten [145, S. 18]. Allerdings sind die Parameter nach Ziegler-Nichols für einige Systeme zu schwach gedämpft. Mit der Methode nach Tyreus-Luyben werden die Parameterwerte konservativer ausgelegt. Bei diesem Verfahren werden Integrator plus dead time (IPDT) Systeme betrachtet:

$$G(s) = \frac{K_p e^{-Ds}}{s} \tag{8.29}$$

Die Methode nach Tyreus-Luyben eignet sich für Systeme mit dominanter Zeitkonstante. Im Vergleich dazu besitzen Regler nach Ciancone-Marlin ein schwächeres Proportional- und stärkeres Integratorverhalten, wodurch diese besser bei dominanten Totzeiten geeignet sind, vgl. 8.6.

Ziegler-Nichols	K_c	τ_I	τ_D	Bemerkungen
P	$K_u/2$	-	-	Empfohlen
PI	$K_u/2.2$	$P_u/1.2$	-	für $0.2 < D/\tau < 2$
PID	$K_u/1.7$	$P_u/2$	$P_u/8$	
Tyreus-Luyben	K_c	τ_I	τ_D	
PI	$K_u/3.2$	$P_u/0.45$	-	Abgeleitet von
PID	$K_u/2.2$	$P_u/0.45$	$P_u/6.3$	$K_p e^{-Ds}/s$
Ciancone-Marlin	K_c	τ_I	τ_D	
PI	$K_u/3.3$	$P_u/4$	-	Basiert auf
PID	$K_u/3.3$	$P_u/4.4$	$P_u/8.1$	$K_p e^{-Ds}$

Tabelle 8.6: Methoden und Parameterverhältnisse zur PID-Regler Auslegung

Kaskadenregelung

Eine Kaskadenregelung bildet einen mehrschleifigen Regelkreis und bietet den Vorteil, dass weitere Regelgrößen betrachtet werden, über welche Störungen früher detektiert werden. In Abb. 8.23 ist der Aufbau der Kaskadenregelung für das Fensterhebersystem dargestellt. Die Führungsgröße des äußeren Kreises entspricht der Fenstergeschwindigkeit $\dot{z}_{W,r}$. Als unterlagerte Zwischengröße wird die Motordrehzahl $\dot{\varphi}_M$ verwendet. Der Sollwert der Drehzahl $\dot{\varphi}_{M,r}$ wird von dem Führungsregler berechnet. Mithilfe der vom Beobachter geschätzten Motordrehzahl $\hat{\dot{\varphi}}_M$ kann die Regelabweichung des inneren Regelkreises folgendermaßen berechnet werden:

$$e_{\dot{\varphi}} = \dot{\varphi}_{M,r} - \hat{\dot{\varphi}}_M \tag{8.30}$$

Der Ausgang des Folgereglers entspricht der Stellspannung des FH-Motors. In Abb. 8.23 ist der Aufbau der Kaskadenregelung dargestellt:

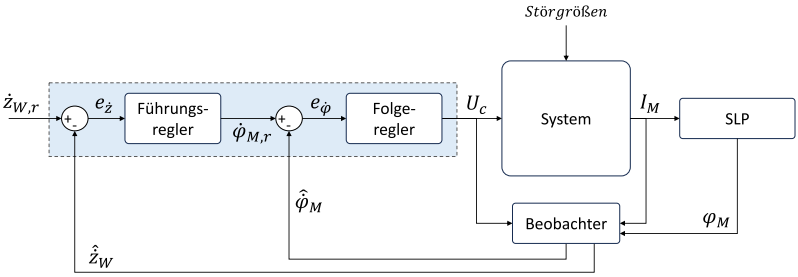


Abbildung 8.23: Kaskadenregelung für das Fensterhebersystem basierend auf einem Führungs- und einem Folgeregler jeweils als PID-Reglern mit Anti-Wind-Up

Der Führungs- und Folgeregler wird als PID-Regler mit Anti-Wind-Up Struktur nach Abb. 8.22 ausgelegt. Zum Einstellen der Kaskadenregelung werden zunächst die Parameter des Folgeregler gesucht. Die Reglerparameter werden so gewählt, dass dieser schnell auf Sollwertvorgaben des Führungsreglers reagieren kann. Anschließend wird der Führungsregler ausgelegt, dessen Dynamik langsamer als die des inneren Regelkreises ist. Durch die Erweiterung um einen Stromregelkreis können Störungen in den elektrischen Motorkomponenten ausgeregelt werden. Somit werden deren Auswirkungen auf die mechanischen Komponenten reduziert.

Logik und Trajektoriengenerierung

In Abb. 8.24-Abb. 8.28 ist eine Übersicht zu den Logikmodulen der FH-Regelung dargestellt, die in MATLAB Stateflow implementiert werden.

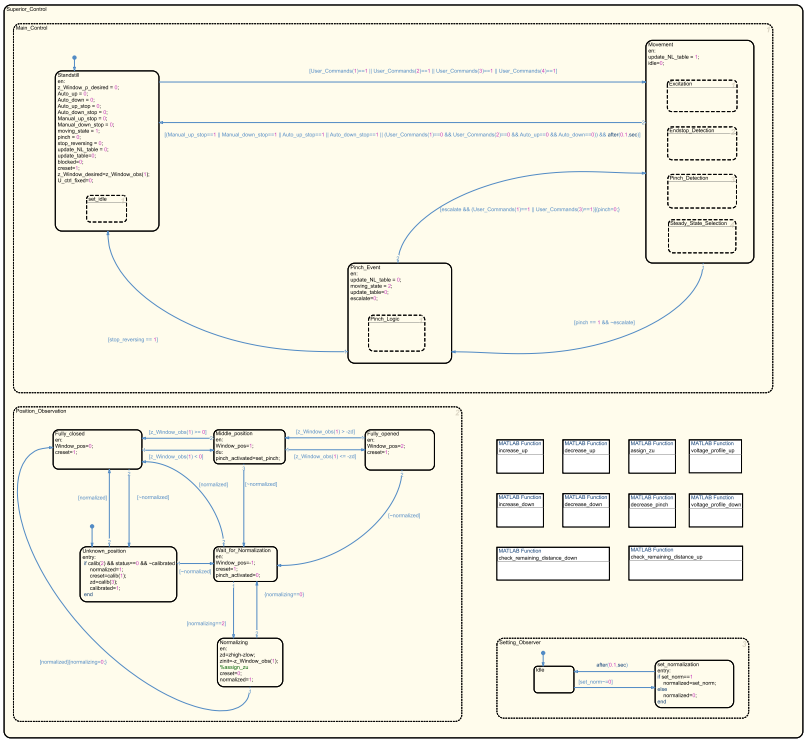


Abbildung 8.24: Stateflow Diagramm der obersten Ebene der FH-Logik, Bewegungszustände (Oben), Normalisierung (Unten Links), Hilfsfunktionen (Unten Rechts)

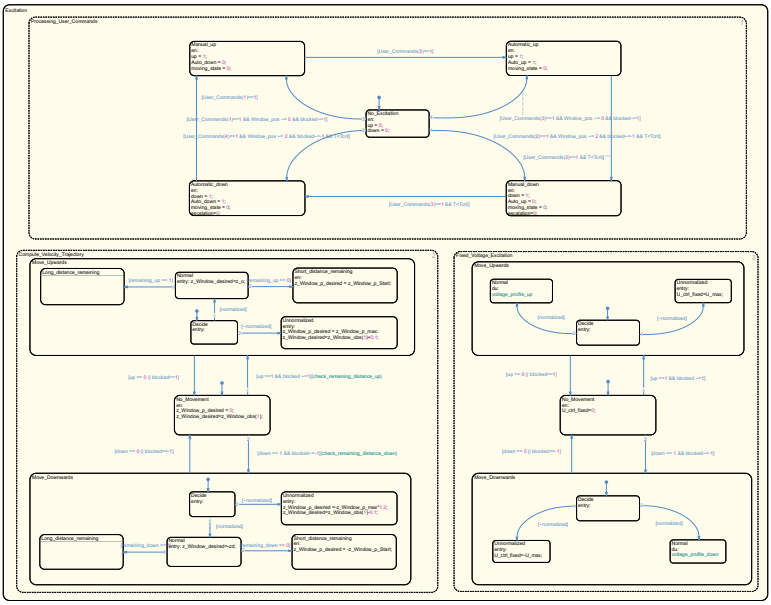


Abbildung 8.25: Stateflow Diagramm der Trajektoriengenerierung, Geschwindigkeitstajektorien (Unten Links), Spannungstrajektorien (Unten Rechts), Bedienpanelinputverarbeitung (Oben)

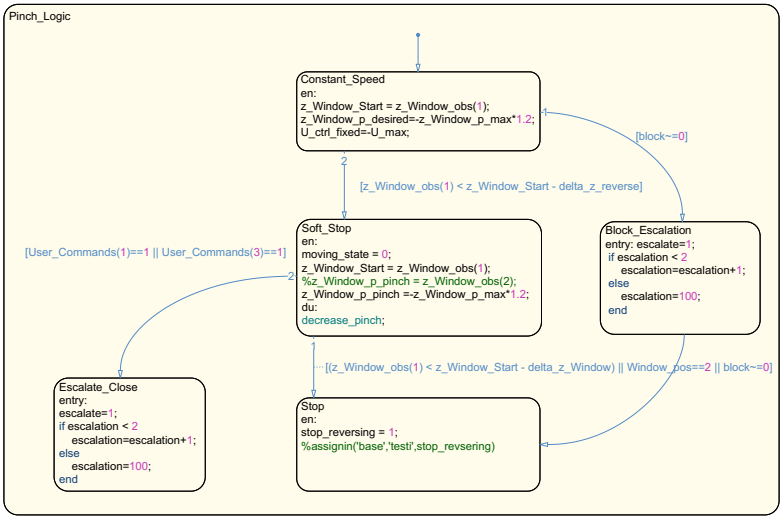


Abbildung 8.26: Stateflow Diagramm der Logik im Einklemmfall und des Reversiervorgangs

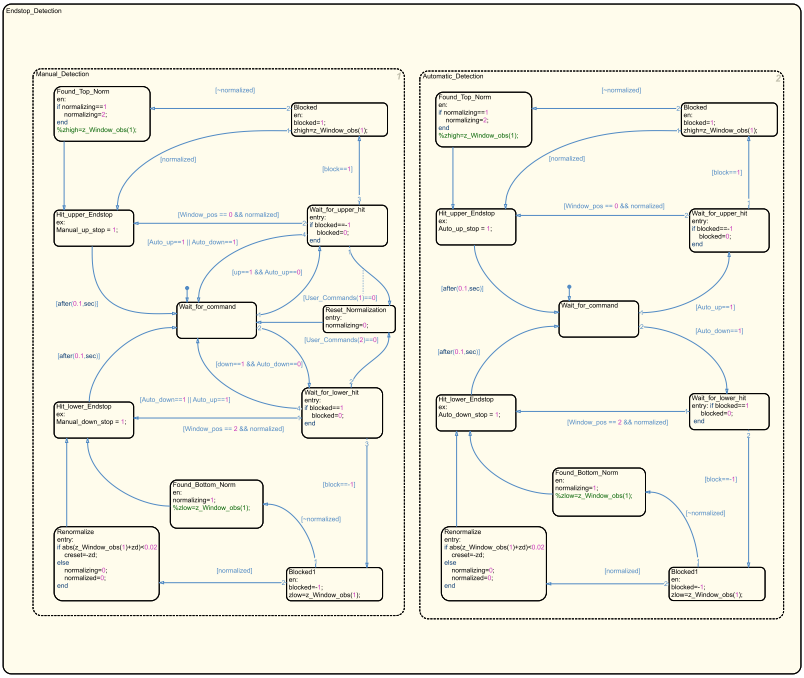


Abbildung 8.27: Stateflow Diagramm der Blockdetektion Manuelles Verfahren (Links), Automatisches Verfahren (Rechts)

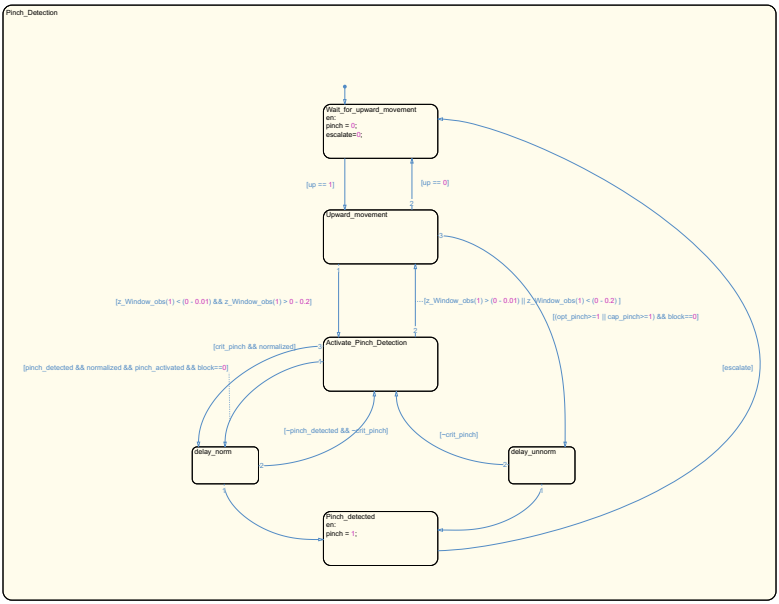


Abbildung 8.28: Stateflow Diagramm der Einklemmfalldetektion und Plausibilisierung des Hochlaufs

8.2.4 Kapazitiver Einklemmschutz

Elektrodenquerschnitt

Bislang wurde die Verwendung einer einfachen Elektrode in Form eines isolierten Drahts betrachtet, welche eine kostengünstige Lösung darstellt. Mit einer aktiven oder passiven Schirmung kann die Ausbreitung des E-Feldes und die Sensitivität der Elektrode auf einen bestimmten Bereich gelenkt werden. Nachfolgend wird nach einer Verbesserung des Elektrodenquerschnitts gesucht.

In Abb. 8.29 ist eine mehrstufige Iteration von einer runden Elektrode hin zu einer länglichen Elektrode mit Schirmelektroden dargestellt. Eine längliche Form erhöht die aktive Sensorfläche und unterbindet Relativbewegungen in der Dichtungsöffnung, sodass die Elektrode stets ausgerichtet bleibt. Das Dichtungs- und Elektrodenmaterial sollte biegsam sein, sodass es sich mit einer Krümmung in die Dichtung integrieren lässt.

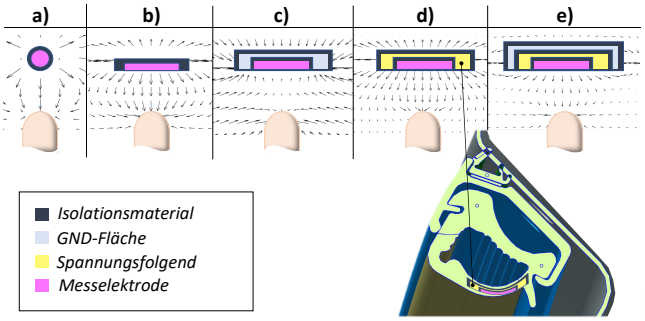


Abbildung 8.29: Qualitativer Vergleich des resultierenden E-Feldes für verschiedene Elektrodenquerschnitte mit und ohne Schirmung

Für den runden Querschnitt der Drahtelektrode in a) ist über die Feldlinienkrümmung eine deutliche Interaktion mit der Fingeroberfläche zu erkennen. Dies entspricht dem Feldlinienverlauf ohne äußere Störeinflüsse. In b) kann die aufgrund der vergrößerten Wirklfläche stärkere kapazitive Kopplung über die breitere Interaktion der Feldlinien mit der Fingerspitze abgelesen werden. Die Feldlinienausbreitung ist zudem stärker nach oben und nach unten gerichtet. Bei c) wird eine Schirmelektrode mit lokalem Erdpotential in direkter Nähe der Messelektrode eingeführt. Es zeigt sich eine starke Dämpfung der Feldlinien im Detektionsbereich der Messelektrode, wodurch die Sensitivität deutlich geringer ausfallen sollte. Dagegen baut sich ein starkes E-Feld zwischen den Elektroden auf. Die Schirmung bewirkt, dass keine nach außen laufenden Feldlinien im oberen und seitlichen Bereich auftreten. Durch die starke Dämpfung erscheint diese Elektrodenform als ungeeignet. In d) wird dieselbe Elektrodenform mit einer Schirmelektrode verwendet, die dem Spannungsverlauf der Messelektrode folgt. Für diese zeigt sich im Gegensatz zu c) eine deutliche Kopplung zur Fingerspitze im Detektionsbereich. Die nach außen laufenden Feldlinien bewirken insbesondere eine kapazitive Wechselwirkung mit der Schirmelektrode, die sich nicht auf die Messelektrode auswirken sollte. Zwischen den Elektroden baut sich kein E-Feld auf. Diese Elektrode scheint besonders geeignet und stellt einen Kompromiss zwischen Sensitivität und Abschirmung dar. Die Feldlinien im Detektionsbereich fallen allerdings schwächer aus als in b). Als Letztes wird eine Kombination von d) mit einer Erdpotentialschirmung in e) untersucht, die die Elektrode nach außen vollständig abschirmen soll. Im Vergleich zu c) zeigt sich für e) deutlich besser Sensitivität im Detektionsbereich, die allerdings geringer ausfällt als bei der Elektrode mit nur einer spannungsfolgenden Schirmung. Die geerdete Schirmung erzielt den Effekt einer Schirmung des Elektrodenpotentials nach außen.
Als Fazit dieser Betrachtung erscheint der Einsatz einer länglichen Elektrode mit einer aktiven, spannungsfolgenden Schirmung als besonders geeignet. Aufgrund der Einbaulage der Elektrode in die obere Dachrahmendichtung ist eine Interaktion von oben nicht zu erwarten. Darüber hinaus ergibt sich ein statisches Lageverhältnis zur geerdeten Karosserie, die als obere Schirmelektrode dienen könnte. Allerdings sind aufgrund der hohen Elektrodenlänge und unterschiedlicher Bauteilgeometrien lokale Annäherungen denkbar, die zu einer starken kapazitiven Kopplung bei freiliegenden Messelektroden führen. Durch den Einsatz einer zwischenliegenden, spannungsfolgenden Schirmung könnte die Sensitivität der Elektrode auch bei lokaler Annäherung von geerdeten Leitern gewährleistet werden.
Die Feldlinienverläufe werden durch Anwendung des Laplace-Operators für die vorliegenden Elektrodengeometrien mit festen Elektrodenpotentialen auf Basis eines kartesischen Gitters mit einer Auflösung von $0.1 - 0.3mm$ berechnet.

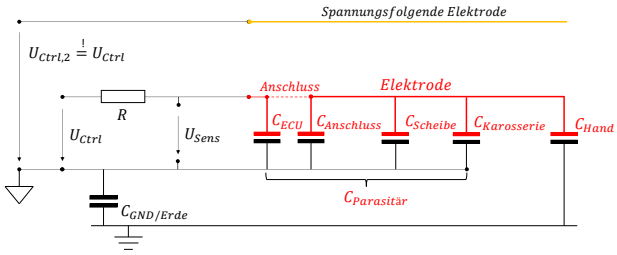


Abbildung 8.30: Elektrischer Schaltkreis zur Zykluszeitbestimmung mit spannungsfolgender Schirmeleketrode

Differenzelektrodensetup und Detektionsalgorithmus

Mit einer zweiten Sensorelektrode könnten Sensitivität und Robustheit gegenüber globalen Einkopplungen erhöht werden, indem ein Differenzsignal aus beiden Elektroden gebildet wird, vgl. Abb. 8.31. Aus diesem Differenzsignal können lokale Änderungen abgelesen werden, die aus der Wechselwirkung mit einer Elektrode resultieren. Dadurch ist der Aufbau unempfindlich gegenüber globalen Schwankungen, die auf beide Elektroden wirken und es können niedrigere Schwellwerte realisiert werden.

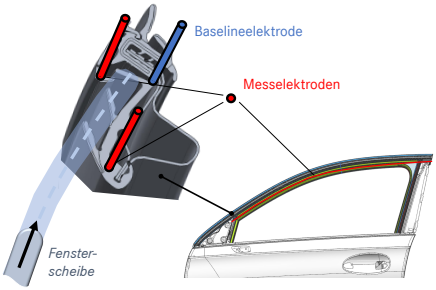


Abbildung 8.31: Beispielhafte Anordnung einer Mess- und einer Baselineelektrode für rahmenlose Fenster (links) und an einer Rahmentür (rechts)

Um die Funktion zu gewährleisten, wird eine einklemmbereichnahe Detektionselektrode und eine einklemmbereichsferne Baselineelektrode vorgeschlagen. Der Detektionsalgorithmus ergibt sich nach Abb. 8.32. Die linke Seite des Algorithmus beschreibt die Generierung des Einklemmsignals zur Messelektrode im Einklemmbereich, bestehend aus der Bildung der Baselinedifferenz nach einer Tiefpassfilterung des Timerwerts durch einen schnellen und einen langsamen Tiefpass. Anschließend wird die Differenz über den Baselinewert normiert und ein dynamischer Schwellwert gebildet, der nach oben und unten beschränkt ist. Durch Überschreitung dieser Auslöseschwelle, anhand einer spontanen relativen Änderung wird der Einklemmfall detektiert. Im unteren Teil ist zusätzlich eine

Entprellstufe enthalten, die eine Mehrfachauslösung verhindert.
Dieser Grundaufbau wird im Fall des Differenzelektrodenaufbaus auch auf die zweite Elektrode gespiegelt übertragen, vgl. Abb. 8.32(rechts) und zur Plausibilisierung des Differenzsignals genutzt. Das Einklemmsignal des Differenzelektrodenaufbaus ergibt sich durch den mittleren Algorithmus und setzt sich aus den Timerwerten A und B sowie aus den Baselinesignalen beider Elektroden zusammen. Es wird eine normierte relative Differenz gebildet, zu der über einen weiteren Tiefpassfilter ein dynamischer Schwellwert gebildet wird, der nach oben und unten begrenzt ist. Aus dem Vergleich der insgesamt drei Einklemmsignale wird der Einklemmfall plausibilisiert.

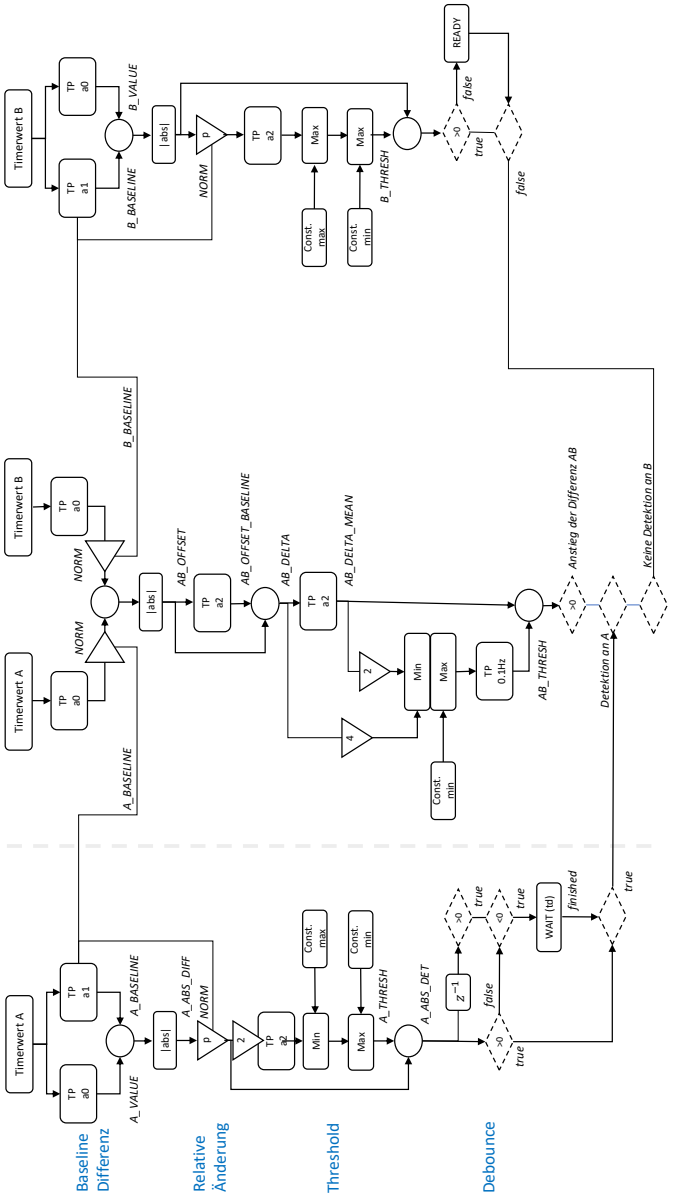


Abbildung 8.32: Detektionsalgorithmus für eine Elektrode (links) und zwei-Elektrodensetup (gesamt)

8.2.5 Optischer Einklemmschutz

NN-Hyperparameter zum optischen EKS

In Abb. 8.33 ist der Aufbau der wichtigsten neuronalen Netze zu Einklemmschutz, Objekt- und Kantenklassifizierung anhand der Hyperparameterwerte dargestellt. Dies umfasst die Reihenfolge und Konfiguration der vorhandenen Netzwerkschichten.

DenseNet-126 (126 Schichten)

Hyperparameter	Wert
Initial Features	32
Growth Rate	2
Block Configuration	[6 12 24 16]
Bottle Neck Layer Size	4
Dropout	0
Output Classes	2

Operation	Convolution	Layer
Convolution	[7x7 conv, stride 2]	1
Pooling	[3x3 max pool, stride 2]	1
Dense Block (1)	[1x1 conv] [3x3 conv]	6 6
Transition Layer (1)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (2)	[1x1 conv] [3x3 conv]	12 12
Transition Layer (2)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (3)	[1x1 conv] [3x3 conv]	24 24
Transition Layer (3)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (4)	[1x1 conv] [3x3 conv]	16 16
Classification Layer	[7x7 global average pool] 2D fully-connected	1 1

DenseNet-68

Hyperparameter	Wert
Initial Features	32
Growth Rate	2
Block Configuration	[3 6 12 8]
Bottle Neck Layer Size	4
Dropout	0
Output Classes	2

Operation	Convolution	Layer
Convolution	[7x7 conv, stride 2]	1
Pooling	[3x3 max pool, stride 2]	1
Dense Block (1)	[1x1 conv] [3x3 conv]	3 3
Transition Layer (1)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (2)	[1x1 conv] [3x3 conv]	6 6
Transition Layer (2)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (3)	[1x1 conv] [3x3 conv]	12 12
Transition Layer (3)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (4)	[1x1 conv] [3x3 conv]	8 8
Classification Layer	[7x7 global average pool] 2D fully-connected	1 1

DenseNet-40

Hyperparameter	Wert
Initial Features	32
Growth Rate	8
Block Configuration	[2 3 6 4]
Bottle Neck Layer Size	4
Dropout	0
Output Classes	1 (Regr.), 2 (Klass.)

Operation	Convolution	Layer
Convolution	[7x7 conv, stride 2]	1
Pooling	[3x3 max pool, stride 2]	1
Dense Block (1)	[1x1 conv] [3x3 conv]	2 2
Transition Layer (1)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (2)	[1x1 conv] [3x3 conv]	3 3
Transition Layer (2)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (3)	[1x1 conv] [3x3 conv]	6 6
Transition Layer (3)	[1x1 conv] [2x2 average pool, stride 2]	1 1
Dense Block (4)	[1x1 conv] [3x3 conv]	4 4
Output Layer	[7x7 global average pool] 2D fully-connected	1 1

Abbildung 8.33: Hyperparameter der neuronalen Netze, von links nach rechts: Einklemmschutz, Objektklassifizierung, Kantenklassifizierung

Ermittlung optimaler Kamerapositionen

Nachfolgend wird mit Abb. 8.34 bis Abb. 8.37 das Raytracing Verfahren zur Identifikation optimaler Kamerapositionen aufgezeigt. Die Ergebnisse zeigen die simulierten Abdeckungsbereiche mit Sichtbarkeit (grün) und fehlender Sichtbarkeit (rot). Zur Maximierung der Sichtbarkeit wird ein Gütekriterium in Form der Abdeckungquote definiert und eine numerische Optimierung mittels genetischem Algorithmus durchgeführt. Dieser führt zur Iteration der Kamerapositionen über dem vorgegebenen Lösungsraum. Für jede Position wird die Abdeckungsquote zum Zielbereich mittels Raytracing berechnet. Der Lösungsraum besteht vorranging aus den Oberflächen der Innenraumgeometrien, während der Zielbereich dem maximal sichtbaren Anteil der Fensterscheibe entspricht. Der Einklemmbereich in der Nähe des oberen Blocks wird dabei stärker gewichtet. Ebenso werden Fahrer und Beifahrer als potentielle Sichtblockaden berücksichtigt.

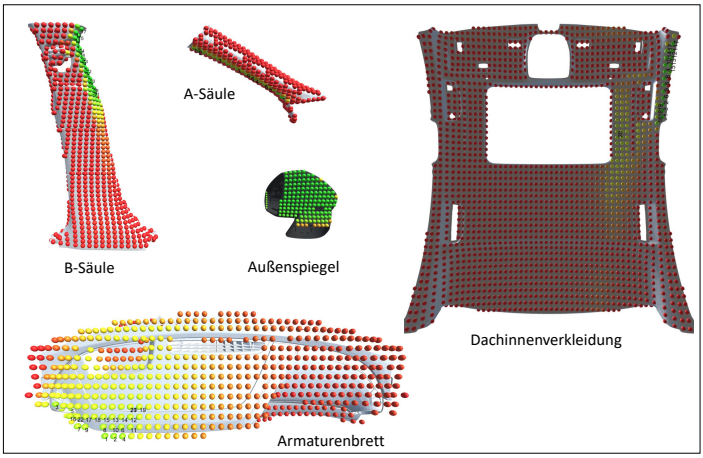


Abbildung 8.34: Ergebnis des Raytracing Verfahrens zur Beurteilung optimaler Kamerapositionen mit farbliche Bewertung einiger Komponentenoberflächen hinsichtlich des erzielbaren Erfassungsbereiches am FH-System

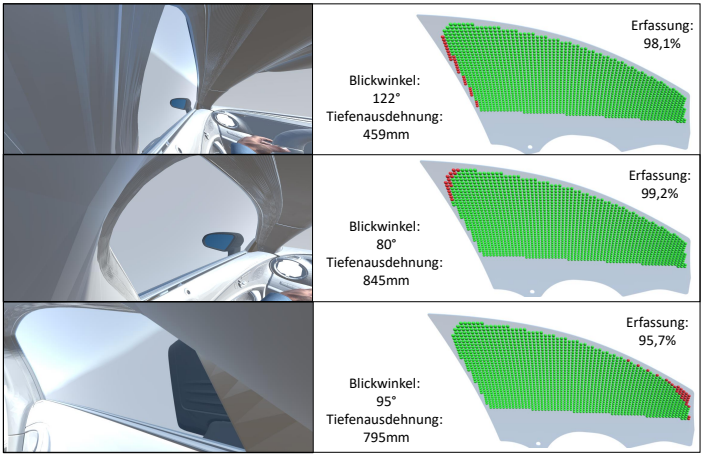


Abbildung 8.35: Sichtbarkeit der Fensterscheibe für unterschiedliche Kamerapositionen auf dessen Basis das Gütekriterium zur einklemmschutzrelevanten Abdeckungsqualität berechnet wird

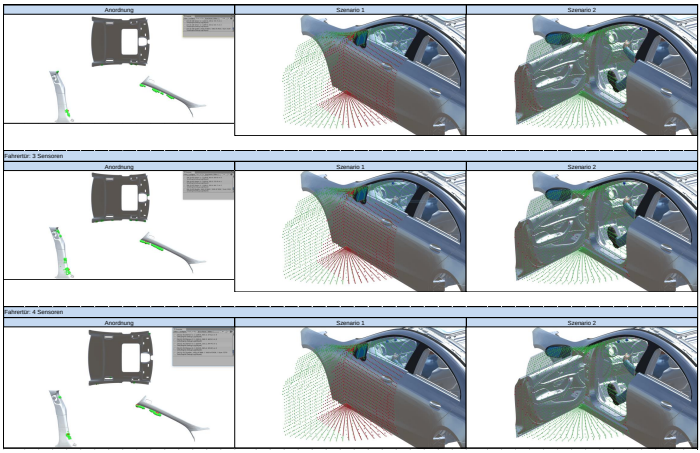


Abbildung 8.36: Ausgewertete Einklemmbereiche und Innenraumbereiche über dem Arbeitsbereich des Türsystems (Mitte, Rechts); Identifizierte, ideale Kamerapositionen (links)

Auf der linken Seite sind die identifizierten Kamerapositionen dargestellt, die eine hohe Abdeckungsquote aufweisen.

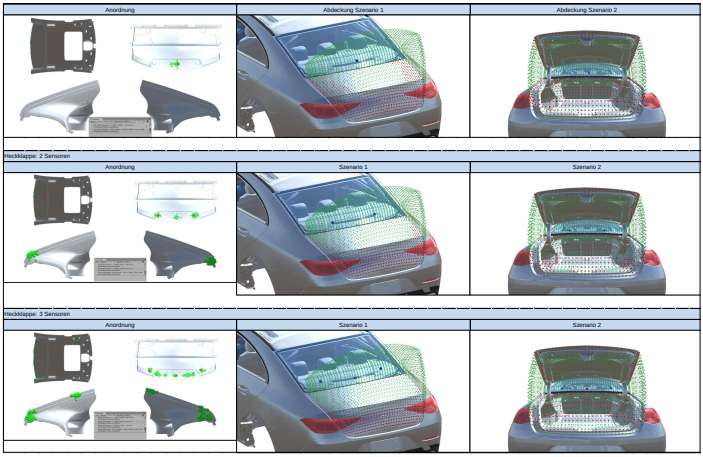


Abbildung 8.37: Ausgewertete Einklemmbereiche und Innenraumbereiche über dem Arbeitsbereich der Heckklappe

8.3 Anhang C: Zeichnungen

In diesem Abschnitt werden Abbildungen zum Stand der Technik ergänzt, die insbesondere aus Zeichnungen und Patentabbildungen bestehen.

8.3.1 Stand der Technik

Ergänzende Patentnachweise

In Abb. 8.38 sind weitere Abbildungen zum geschwindigkeitsbasierten EKS-Konzept von Valeo dargestellt, welche Messergebnisse und Funktionsweise zu drei Subfunktionen veranschaulichen.

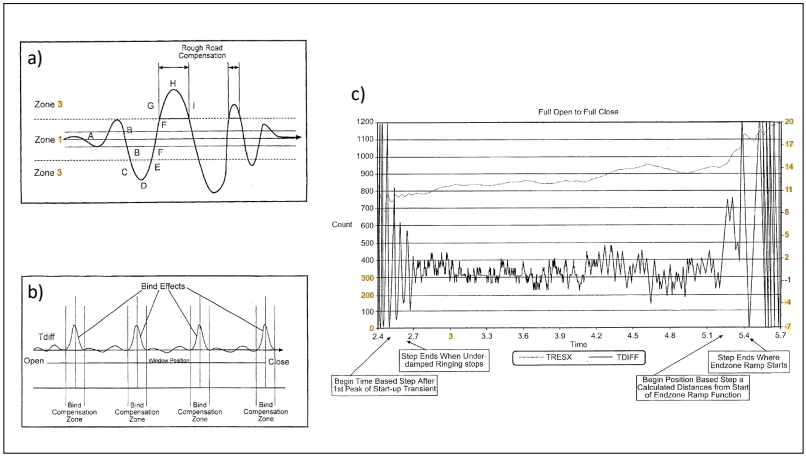


Abbildung 8.38: a) Fahrbahnunebenheits-, b) Anlaufkompensation, c) Geschwindigkeitsprofil und Schwellwert zum geschwindigkeitsbasierten EKS-Konzept [30]

In [41] wird eine kapazitive EKS-Leiste vorgestellt, deren Aufbau in Abb. 8.39 dargestellt ist.

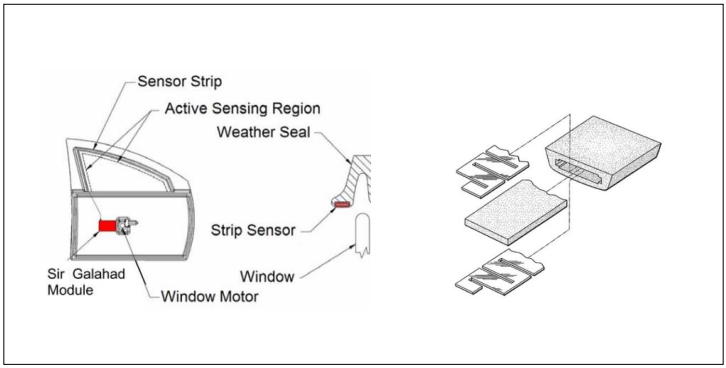


Abbildung 8.39: Konzept einer taktilen, kapazitiven Einklemmschutzleiste mit Näherungsdetektion nach [41]

Diese besteht aus zwei biegsamen Sensorelektroden, die eine Näherungs- als auch eine Verformungsdetektion ermöglichen.

8.3.2 Herleitung der Aufgabenstellung

In Abb. 8.40 ist eine Bewertungsmatrix zu verschiedenen Sensorkonzepten dargestellt, die sich für einen direkten EKS eignen. Als Fazit ergibt sich die Favorisierung von kapazitiven Messelektroden oder einer kamerabasierten Auswertung.

	Kapazitive Elektrode	Optische Kamera	Optische Lichtwellenleiter	Ultraschall-sensoren	Multi Antennen Radarsensoren
Kostengünstig (System, Komponenten)	+	- - -	- -	o	- - -
Robustheit (Einsatzbedingungen)	-	o	+	o	o
Genauigkeit (4mm Stab, Range)	o	++	+	- -	o
Verfügbarkeit (Prototyp/Serienreife)	o	+	o	++	o
Bauraum (Größe, Design, Anzahl)	++	- -	-	-	-
Detektierbarkeit (Mensch, Material, ..)	o	++	+	+	+
Zusätzl. Nutzen (Kantenerfassung, ...)	o	++	o	-	+
Summe	++	++	o	-	- -

Abbildung 8.40: Bewertungsmatrix zu Sensorkonzepten eines direkten Einklemmschutzes

EKS-Zertifizierung

Nachfolgend sind ergänzende Zeichnungen und Abbildungen zur EKS-Zertifizierung aufgeführt. Diese bestehen aus Zeichnungen der ECE-R21 und FMVSS-118 zur Positionierung des Einklemmstabs am Fensterheber und Schiebedach, vgl. Abb. 8.41, Abb. 8.42, Abb. 8.43. Zudem sind typische Zertifizierungswerkzeuge abgebildet.

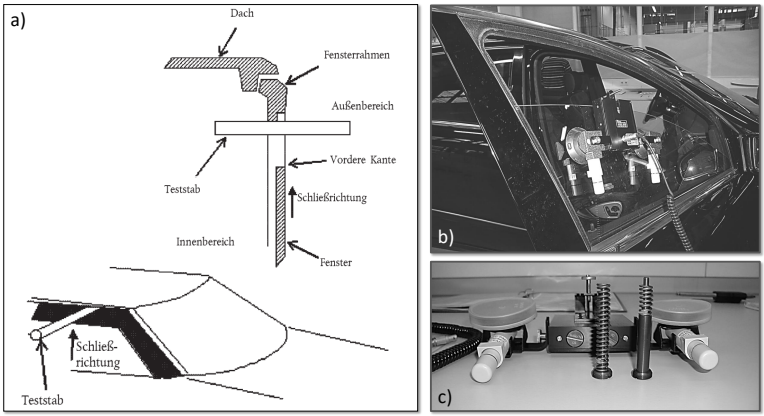


Abbildung 8.41: a) Zeichnungen der ECE-R21 zur Fensterheber EKS-Zertifizierung, [17] ; b) Zertifizierungswerkzeug; c) Federsteifigkeiten von 2-65N/mm [44]

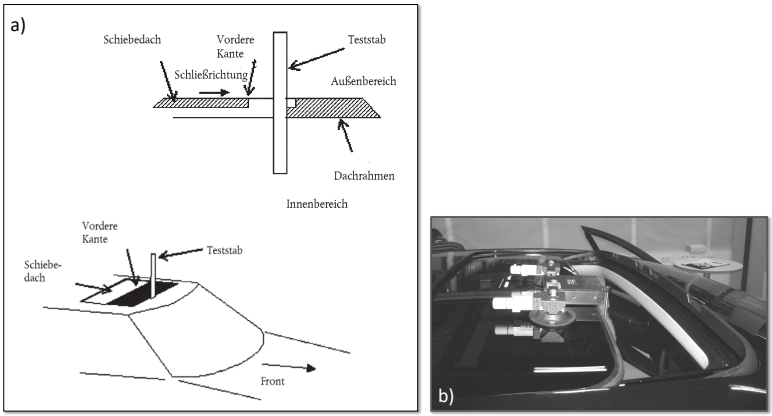


Abbildung 8.42: a) Zeichnungen der ECE-R21 zur Schiebedach EKS-Zertifizierung, [17] ; b) Zertifizierungswerkzeug [44]

Neben der Montage auf der Fensterscheibe existieren auch Zertifizierungswerkzeuge mit einer Rahmenmontage. Diese bieten den Vorteil eines steiferen Aufbaus, der sich insbesondere für höhere Einklemmsteifigkeiten eignet.

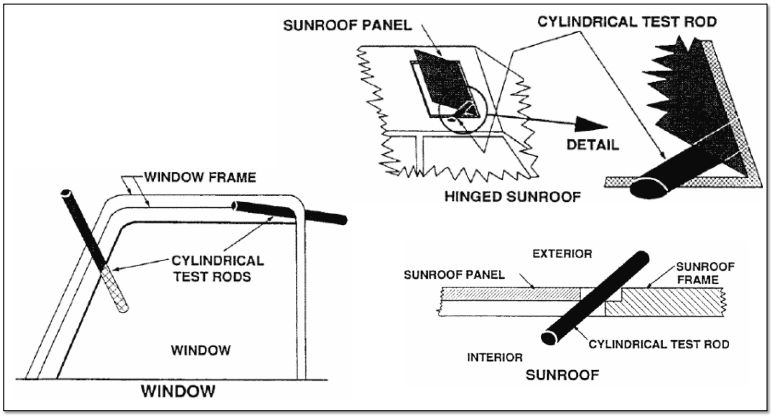


Abbildung 8.43: Zeichnungen der FMVSS-118 zur Fensterheber EKS-Zertifizierung, [8]

Für die FMVSS-118 ist eine beliebige Positionierung des zylindrischen Teststabs zu erkennen, die in [8] beschrieben wird.

Abbildungsverzeichnis

2.1 Einklemmschutzrelevante Bereiche am Fahrzeug, a) Türbereich und Schiebedach, b) Fensterheber, c) Schiebedach, d) Rückwandtür 6
2.2 Prinzipdarstellung typischer Einklemmszenarien mit Einklemmpositionen (rot) an Tür a), Schiebetür b), Heckklappe c) und Rückwandtür d) 7
2.3 Prinzipdarstellung typischer Einklemmszenarien mit Einklemmpositionen (rot) an Tür a), Schiebetür b), Heckklappe c) und Rückwandtür d)/e) 8
2.4 Weltweite gesetzliche Einklemmschutzvorschriften 9
2.5 Aufbau von Einklemmschutzabsicherungen an mechatronischen Systemen mit direkter und indirekter Detektion des Einklemmobjekts; Detektionslogik, EKS-Auslöseschwelle und optionaler Lernvorgang (rechts) 11
2.6 Einklemmschutz der Firma Brose basierend auf einer Auswertung des Antriebstroms/-moments 12
2.7 Patentiertes EKS-Konzept für das FH-System auf Basis einer Drehzahlauswertung mit Hall-Sensoren 13
2.8 Kraftbasierte EKS-Algorithmen mit Drehmoment-, Einklemmkraftschätzung und Lastprofilauswertung 14
2.9 Aufbau und Querschnitte von taktilen Einklemmschutzleisten, mögliche Anwendung am Schiebedach 15
2.10 Optische Einklemmschutzleiste über Messung des evanenszenten Feldes und Bestimmung der optischen Dämpfung bei äußerer Krafteinwirkung 16
2.11 Konzept einer taktilen, kapazitiven Einklemmschutzleiste mit Ansteuerung, Leistenquerschnitt, Sensorplatzierung in Dichtungsquerschnitt 16
2.12 Kapazitives, nichttaktiles Einklemmschutzsystem auf Basis eines Schwingkreises durch Messung der Frequenzänderung, Elektrodenplatzierung 17
2.13 Optischer Lichtvorhang mit Funktionsdemonstration am Schiebedach 18
2.14 Optisch reflektive Detektion eines Einklemmobjekts mithilfe von mehreren IR-Abstandssensoren, Lichtkegel (rot/gelb), Positionsensitive Anordnung (PSD-Diode) aus einer Matrix von Fotodioden, Funktionsprinzip von IR-Abstandssensoren . . . 19
2.15 Einsatz von Ultraschallsensoren zur Einklemmobjektdetektion am Schiebedach . . 20
2.16 Einsatz von Radarsensoren zur Überwachung am Schiebedach (Links), Funktionsprinzip (Mitte, Rechts) 20
2.17 Aufbau mechatronischer Systeme 21
2.18 Grundlegender Aufbau des Fensterhebersystems 22
2.19 Varianten zur Hebermechanik: a) Zweistrangseilzugheber, b) Einstrangseilzugheber, c) Scherenmechanik 23
2.20 Fensterlaufdichtungen bei a) Rahmentüren bei b) rahmenlosen Türen, c) Scheibenverschiebe-Lastmomentanteile zu den einzelnen Dichtungen einer Rahmentür 24
2.21 Eindimensionales, mechanisches Ersatzsystem des Fensterhebers (vereinfacht) . . . 25
2.22 a) Elektrisches Ersatzschaltbild des linearen Motormodells, b) Ersatzschaltbild des Motormodells mit Ankerinduktivität und Ankerwiderstand, c) Lineares System als Blockschaltbild, d) Drehzahlintegration 26

2.23 Beispielhafter Aufbau einer sensorlosen Positionierung von Conti (links, 1997) und von Bosch mit FFT-Stufe (rechts, 2004) 28
2.24 Schaltbild des FH-Bedienschalters mit den Optionen zum manuellen und automatischen Verfahren 29
2.25 Normalisierungsvorgang mit anschließendem Soft-Start und Soft-Stop am Beispiel von automatischen Öffnungs- und Schließzyklen mit Einklemmfall 30
2.26 Einflussfaktoren auf den Scheibenlauf und den indirekten Einklemmschutz 31

3.1 Definition der Vektoren und Koordinatensysteme zum Netwon-Euler-Formalismus . 33
3.2 Zeitkontinuierliche Beschreibung eines linearen Systems in Form eines Zustandsraummodells 39
3.3 Abtastung eines kontinuierlichen Signals durch ein Abtast-Halte-Glied 40
3.4 Zeitdiskrete Beschreibung eines linearen Systems in Form eines Zustandsraummodells 40
3.5 Aufbau des linearen Beobachters mit Kalman Rückführmatrix 42
3.6 Vergleich zwischen der Propagation der Mittelwerte und Kovarianzen zwischen tatsächlichem Prozess, EKF und Unscented Transformation 44
3.7 Mögliche Gliederung von Statischen Funktionsapproximatoren 48
3.8 Überlagerung radialer Basisfunktionen mit äquidistanter Verteilung und geringer Spreizung 49
3.9 Funktionsverlauf verschiedener radialer Basisfunktionen für $\sigma = 0.1$ 50
3.10 Struktureller Aufbau von RBF-Netzen 50
3.11 Aufbau von GRNN-Netzen 51
3.12 Extrapolationseigenschaft von GRNN-Netzen 52
3.13 Identifikationsergebnis einen Stribeckverlaufs mit Sprung im Nulldurchgang per Gradientenabstieg und Least Square Verfahren für zwei GRNN-Netze mit jeweils 100-Neuronen (oben), Verlauf des absoluten Fehlers und der Referenz (unten) . . . 53
3.14 Struktureller Aufbau des lernfähigen Beobachters 54
3.15 Darstellungsformen des linearen Ankerkreises a) physkalische Repräsentation b) elektrisches Ersatzschaltbild 56
3.16 Prinzipskizze zur Schleifenwicklung mit Stromfluss I_M im Kommutierungsfall mit zwei kurzgeschlossenen Spulen 57
3.17 Unkommutierter Zustand (links) und kommutierter Zustand (rechts) des Ankerschaltkreises inklusive Bürsteninteraktion 58
3.18 Trapezförmige Leitfähigkeit zwischen einer Lamelle und einer Bürste über dem Rotorwinkel 59
3.19 Leitfähigkeiten über Rotorwinkel für alle acht Lamellen und eine Bürste 59
3.20 Vergleich der induzierten Spannung zwischen Taylormodell und linearem Induktionsmodell bei konstanter Geschwindigkeit von ca. 1600 U/min 63
3.21 Rastmomentverlauf mit einer Amplitude von 25mNm und Totzone 64
3.22 Wirbelstromentstehung in den Eisenkernblechen senkrecht zur Magnetfeldrichtung 65
3.23 Kinematische Größen des Schneckengetriebes im zweidimensionalen Schnitt 67
3.24 Veranschaulichung eines kartesischen, orthogonalen Doppelgitters 70
3.25 a) Darstellung einer möglichen Gitterindizierung für das Basis- und Dualgitter; Veranschaulichung des b) Divergenz- und c) Gradientenoperators zu den integralen Größen 71
3.26 Veranschaulichung der Allokation der Gitterpotentiale an den Knotenpunkten des Basisgitters und des Gradientenoperators, der die sechs elektrischen Gitterspannungen in Abhängigkeit der Gittervorzeichenkonvention aufsummiert 72

4.1 Vorgehensweise zur Herleitung der Aufgabenstellung 78

5.1 Motorschaltbild mit Kabelbaum und Filtermaßnahmen zur Störrauschunterdrückung 88
5.2 Angesetztes Lumped Node Ersatzmodell für den vorliegenden Motoraufbau, ausgehend von einer Motorhälfte in Querschnittsansicht 90

5.3 Kommutierungsphase (oben) und Motorstromprofil mit Oberschwingungen (unten) eines FH-Motors mit Widerstandsverhältnis $c_{0,k}$ und Gesamtwiderstand R_0 96
5.4 Relative Änderung des Anker- und Gesamtwiderstandes in Abhängigkeit der Slotzahl n_p und des Widerstandsverhältnisses R_H/R_A bei Schleifenwicklung (Werte der vorliegenden Motoren schwarz markiert) 98
5.5 Vergleich der Leerlauf-Rippleamplituden für verschiedene Eingangsspannungen unter dem Einfluss von Temperaturänderung links, Widerstandsänderung (mitte), Widerstandsverhältnisänderung (rechts) 101
5.6 Aufbau zur sensorlosen Positionierung bestehend aus einstellbarer Bandpassfilterung mithilfe FFT/DFT, Zählung der Nulldurchgänge, Plausibilisierung 102
5.7 Amplituden- und Phasengang des Tiefpass Prototypenfilters mit einer Grenzfrequenz von 40Hz 104
5.8 Resultierende Amplituden- und Phasengänge des einstellbaren Bandpasses nach Gl.(5.45) für $\omega_{0,k}$ von 0 bis 850Hz und einer Bandbreite von 40Hz 105
5.9 FIR-Filterkoeffizienten als Lookuptable über der Rotorgeschwindigkeit (y-Achse) für verschiedene Filtergrade N 106
5.10 FIR-Amplitudengang für den Bereich der betrachteten Grenzfrequenzen von 0-2kHz der Filterordnung N=50 und einer Bandbreite 106
5.11 Gemessener Motorstrom (Oben), Hallsensorspannung (Mitte) eines Fensterschließlaufs mit frühzeitigem Block; Ermittelte Geschwindigkeiten für feste und variable Signallängen (Unten) 107
5.12 Fehler der Drehgeschwindigkeitsschätzung bei fester (oben) und dynamischer Signallänge (unten) der schnellen Fourier Transformation ausgewertet nach Mittellauf und Block 108
5.13 Vergleich der detektierten Rippleflanken mit und ohne Plausibilisierung für den IIR-Bandpass während einer Anlaufphase; durch Plausibilisierung hinzugefügte Flanken (grün) 109
5.14 Vergleich der detektierten Rippleflanken mit und ohne Plausibilisierung für den IIR-Bandpass während einer Blockphase; durch Plausibilisierung hinzugefügte Flanken (grün) unkaskadiert 110
5.15 Vergleich der Kalmanfilterung des SLP mit direkter Zeitableitung von Hallinkrementen 111
5.16 Funktionsweise des Scheitelpunktdetektionsalgorithmus basierend auf einer alternierenden Minima/Maxima Suche 112
5.17 Lokale Koordinatensysteme und Freiheitsgrade der zweidimensionalen Scheibenbewegung des vereinfachten Fensterhebers 114
5.18 Definition der lokalen Koordinatensysteme an der Fahrzeugtür 115
5.19 Seilkräfte am Zweistrangseilzugheber mit Vorspannung (links); Ersatzmodell der äußeren Kräfte und modellierten Steifigkeiten (rechts) 117
5.20 Reibung und Normalkräfte der Hebermechanik 119
5.21 Reibvektoren der Scheibe/Dichtungsinteraktion und Dichtungsnormalkräfte in y-Richtung des lokalen Türsystems 120
5.22 Länge des aktiven Scheibe-/Dichtungseingriffs und resultierende coulombsche Reibkraftanteile 121
5.23 Vektorkonvention zu den vier Kontaktpunkten an den Eckpunkten der Scheibe (links); Einklemmobjektkontakt (rechts) 122
5.24 Einklemmfall Objektüberschneidung (oben), Normalenberechnung (links), Wandernder Kontaktpunkt (rechts) 123
5.25 Definition der lokalen Koordinatensysteme unter Berücksichtigung der sechs Fahrzeugfreiheitsgrade 125
5.26 Aufbau des intelligenten UKF-Beobachters mit Reibungsidentifikation und geteiltem Beobachterfehler 128
5.27 Korrelation zweier Ripplestromverläufe mit Phasenversatz über einer halben Rotorumdrehung 135

5.28 Zeitliche Ableitungen der simulierten Messsignale (schwarz) und Einklemmkraft (orange) des Einklemmfalls mit verschiedenen Steifigkeiten; Der Zeitpunkt der 100N-Einklemmkraft-Überschreitung ist in den Messsignalen rot markiert 139
5.29 Gemessener und gefilterter Motorstrom mittels Scheitelmittelpunkte und Least Square pro Rotorumdrehung aus 16 Minima und Maxima; Rotorumdrehung (blau) 140
5.30 Scheitelpunktfilterung und zeitliche Ableitungen des Motorstroms (schwarz); Einklemmkraft (orange) des Einklemmfalls mit 65N/mm; Kraftüberschreitung der 100N-Einklemmkraft (rot), mögliche Auslöseschwelle (blau) 142
5.31 Online ermittelte Stromgradienten für drei verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit des Kraftanstiegs mit X-markiert 143
5.32 Online ermittelte Drehzahlgradienten für drei verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit mit X-markiert 144
5.33 Stromgradienten $(d_t I, d_{tt} I)$ des Einklemmfalls im Vergleich zum freien Fensterlauf zur Ermittlung des Hintergrundrauschens für verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit mit X-markiert 145
5.34 Drehzahlgradienten $(d_t w, d_{tt} w)$ des Einklemmfalls im Vergleich zum freien Fensterlauf zur Ermittlung des Hintergrundrauschens für verschiedene Einklemmsteifigkeiten (2, 10, 65N/mm); Einklemmstart (blau), 100N-Grenze (rot); Fehlende oder schwache Sichtbarkeit mit X-markiert 146
5.35 Lastprofile über der Position für drei aufeinanderfolgende Öffnungs- und Schließzyklen des Fensterhebers mit 12V und 8V Eingangsspannung an einer Rahmentür 147
5.36 Beobachterbasierter Einklemmschutz mit ortsdiskreter Zeitableitung, Schwellwertkalibrierung und Detektionslogik 148
5.37 Aufbau der FH-Regelung mit übergeordneter Logik, Trajektoriengenerierung, Beobachter, SLP und Einklemmschutz (vereinfacht) 150
5.38 Top-Level Aufbau der in Stateflow implementierten FH-Logik (vereinfacht) 151
5.39 Beispielhafte Elektrodenplatzierung in der Dachrahmendichtung eines rahmenlosen Fzg. (oben links) in zwei möglichen Konfigurationen a) und b); Wechselwirkung der Elektrodenfeldlinien mit Einklemmobjekt und parasitäre Feldlinien einiger Haupteinflussfaktoren 152
5.40 Vereinfachtes elektrisches Ersatzschaltbild inklusive gegenseitiger Einklemmobjektkapazität C_{Hand} sowie mögliche parasitäre Wechselwirkungen mit der Elektrode (rot) im Hinblick auf lokale und globale Erdung 153
5.41 Veranschaulichung der relativen Kapazitätsänderung bei zwei verschiedenen Kapazitätsverhältnissen und der Einfluss des Baselinerauschens auf das nutzbare Signal . 155
5.42 Elektrisches Ersatzschaltbild mit hochohmigen Widerstand zur Auswertung der Lade-/Entladezyklen am Beispiel eines Microcontrollers mit Pins D1/D2 und einem ADC- und einem DAC-Wandler 156
5.43 Zykluszeitänderung der Lade- und Entladephase durch externe Kapazitätseinwirkung 157
5.44 Berechnete Kapazitätsverhältnisse zwischen Elektrode und Karosserie (blau) sowie Elektrode/Einklemmobjekt (gelb) nach IEM, FIT und Laplace (LAP) für einen Elektrodenausschnitt von 50mm-Länge in Abhängigkeit der Elektroden zu Komponentendistanzen, für einen runden (oben) und einen flachen Elektrodenquerschnitt (unten) 160
5.45 Änderung der kapazitiven Kopplung zwischen Elektrode und Einklemmobjekt für verschiedene Einklemmobjekt- und Karosserieabstände, die Steigung entspricht der Sensitivität der Elektrode zur Annäherung des Einklemmobjekts 161
5.46 Lösung zur Potentialverteilung mithilfe der FIT und Laplace-Operators für einen runden Plattenkondensator, inklusive der Verteilung der elektrischen Feldlinien und des normierten elektrisches Feldes im mittigen Querschnitt zur x,y-Ebene; die Feldbetrachtung wird auf den Bereich zwischen den Kondensatorplatten beschränkt 162

5.47 Kapazitäten über einer Variation der Kondensatorplattenfläche und -distanz 163
5.48 Kapazitätsverhältnisse zwischen den vier Verfahren und den zwei analytischen Referenzen (rort, blau) zur Parametervariation aus Abb. 5.47 mit jeweils 36 Ergebnissen; Mittelwert (schwarz) 164
5.49 Flächenladungsdichte bei abwechselnder Ladung der linken Platte (Q1), der rechten Platte (Q2) und beider Platten (Q12) mit $\pm 1V$ 165
5.50 Prinzipskizze des Aufbaus zur optischen EKS-Absicherung 166
5.51 Aufbau der parallelen Dense-Net Strukturen zum Funktionsumfang der optischen EKS-Absicherung 167

6.1 Aufbau des Motorprüfstands A 170
6.2 Gemessene und identifizierte Motorkennlinie am Motorprüfstand A 172
6.3 Gemessene Motorkennlinien und Wirkungsgrade am Motorprüfstand B 173
6.4 Gemessene und identifizierte Motorkennlinien am Motorprüfstand B für 4V-14V Eingangsspannung 174
6.5 Simulierte Motorkennlinien des nichtlinearen Motormodells 175
6.6 Gemessene und Simulierte Rippleamplituden des identifizierten, nichtlinearen Motormodells, ... 176
6.7 a) Positionen der fünf Thermoelement-Messstellen und Querschnitt, b) Gegenseite, c) FH-Motor am Prüfstand montiert 177
6.8 Simulation mit identifizierten Parameter über dem zur Identifikation genutzten Messintervall (links), im Vergleich zu einer neuen Messreihe (rechts) 179
6.9 Reduziertes Modell aus zwei Knotenpunkten zur Vorhersage der Bürstentemperatur für verschiedene Anregungsmodelle 180
6.10 Veranschaulichung des Prüfstandsaufbaus mit fixierten Gleitern durch eine am Türmodul montierte Verbindungsstrebe 182
6.11 Identifizierte Hysteresekurven des Drehmomentverlaufs über der Trommelposition; Hochlauf (orange), Tieflauf (blau), die Kurven werden im Uhrzeigersinn durchlaufen 183
6.12 Zeitkonstantenbestimmung zur Scheibenbewegung mit Identifikation des Break-Away Punkts (BA) der Scheibe 184
6.13 Türenprüfstand mit Serientür, Laser-Positionserfassung der Fensterscheibe und optionalem Drehmoment-/Drehwinkelsensor 185
6.14 Ergebnis der Positionsbestimmung des Fensterlaufs (Oben) durch die IIR- und FIR-Bandpassfilter; Grenzfrequenzeinstellung, anhand der Filtereinstellung über die quasi ideale Hall-Referenzgeschwindigkeit; Phasenübergänge des Fensterlaufs (Mitte) und Stromverlauf (Unten) 186
6.15 Vergleich der Detektionsraten gemessen an den detektierten Nulldurchgängen pro Hall-Rising-Flanke; Minimale Abweichung pro Lastfall rot markiert 187
6.16 Sensorlose Positionsbestimmung für 9V mit Plausibilisierung 188
6.17 Sensorlose Positionsbestimmung bei 14V mit Plausibilisierung 189
6.18 Vergleich der absoluten Positionsfehler (oben) und Detektionsratenfehler (unten) für alle betrachteten Kombinationen aus Filter, Referenzgeschwindigkeiten und Plausibilisierung mit Differenzierung in die Fensterlaufphasen sowie Gesamtfehler (y-positiv) 190
6.19 Vergleich der Fehlerraten zwischen Scheitelpunktalgorithmus (SD) mit fester Detektionsamplitude und adaptiver Bandpassfilterung (XI) 191
6.20 Absolute Abweichung und Drift der Scheitelpunktdetektion für die 9V Messung . . 191
6.21 Fehlerhafte Detektionsereignisse zur Scheitelpunktdetektion (oben) und Bandpassfilterung (unten) der 9V Messung in schwarz markiert 192
6.22 Beobachtete Zustände zur idealen Simulation für aufeinander folgende Öffnungs-/Schließzyklen mit unbekannter Reibung 195
6.23 Vergleich der GRNN-Netzausgänge zu den identifizierten Reibkomponenten (Mitte) sowie Gesamtreibung (oben) und absoluter Fehler (unten) 196

6.24 Vergleich des Lernvorgangs anhand der zeitlichen Änderung der neuronalen Gewichte des UKFM-NN (links) und der Vergleichsansätze (rechts) 197
6.25 Identifizierte Reibtabelle (links) mit Referenzreibung (blau) und absoluter Fehler (Mitte,rechts) 197
6.26 Gemessene und beobachtete Zustände am realen System mit unbekannter Reibung 198
6.27 Identifizierte Reibtabellen nach 20s (linke Spalte) und 200s (rechte Spalte) 199
6.28 Aufbau zu den Fahrzeugmessungen mit scheibenmontierter Schließkraftmessung und einstellbaren Federsteifigkeiten 202
6.29 Voridentifiziertes Reibprofil mit 200-Aktivierungsfunktionen in einem Abstand von 3mm-Scheibenverfahrweg zur Gewährleistung einer hohen Gradientenauflösung . . 203
6.30 Verlauf der beobachteten und gemessenen Drehzahlprofile im gelernten Zustand über dem zwölften Schließzyklus bei 8V zur Verdeutlichung der zeitlichen Korrelation beider Profile; Möglicher Schwellwertverlauf (gelb) 204
6.31 Verlauf der beobachteten und gemessenen Stromprofile im gelernten Zustand über einem kompletten Schließzyklus bei 8V zur Verdeutlichung der zeitlichen Korrelation beider Profile; Möglicher Schwellwertverlauf (gelb) 205
6.32 Positionsabhängige Korrelation des gemessenen und beobachteten ersten Geschwindigkeitsgradienten über 12 individuellen Schließvorgänge 206
6.33 Schwellwertanpassung der Stromgradienten in der Anlaufphase anhand der beobachteten Vorspannung für einen Schließzyklus bei 12V 207
6.34 Verlauf der sechs Beobachterfehler (blau) aus denen sechs individuelle Einklemmsignale gebildet werden und der Einklemmkraft (orange) für einen Einklemmfall bei 8V und 65N/mm Steifigkeit; Schwellwertüberschreitung jeweils rot markiert 208
6.35 Einklemmkraftgradienten mit Detektionszeitpunkten synchronisiert über dem Erreichen der 100N Einklemmkraft; 8V (links), 12V(Rechts) 209
6.36 Häufigkeit der frühesten Auslöseindikation der einzelnen Einklemmsignale über der Einklemmsteifigkeit, unterteilt in A-Säule (A) und B-Säule (B) 210
6.37 Häufigkeit der frühesten Auslöseindikation der einzelnen Einklemmsignale über der Einklemmsteifigkeit über beiden Einklemmpositionen 211
6.38 Veränderung der Reaktionszeiten über einem höheren Prozess- zu Messrauschverhältnis zu den sechs Beobachterfehler, konstanten Thresholds und 8V/12V Eingangsspannung 211
6.39 Übersicht zur ermittelten Reaktionszeit und Einklemmkraft des vorgeschlagenen EKS-Konzepts 212
6.40 a) Prototypendichtung mit fünf Elektroden á 0.2mm; b) Prototypendichtung mit einer Elektrode mit 1mm Durchmesser; c) Querschnitt zur Elektrodenplatzierung A-E 214
6.41 Messaufbau mit optionalen Elementen: Netzerdung (1a/b), Stromversorgung (2a/b), Sensorik (3a/b); Störkapazitätserdung (4a/b); Messstellen (M1-M3); d≈1m, s=10mm, h=0-300mm 215
6.42 Messaufbau zur Fahrzeugmessung mit Bestromung über die Fahrzeugbatterie und lokal geerdeter Fahrzeugkarosserie 216
6.43 Maximale, Minimale und Mittlere Sensitivitäten zur Elektrodenplatzierung A-E für zwei Elektrodenquerschnitte dargestellt über drei Testpositionen (Elektrodenanfang bis -ende) entlang der gesamten Elektrodenlänge inklusive des Rauschanteils bei einem Testobjektabstand von 0mm für den Tischversuch 217
6.44 Empfindlichkeit der Elektrode d) bei Annäherung durch Fingerspitzen bei Messstelle M1 für unterschiedliche Erdungsvarianten sowie mit und ohne geerdeter Metallstrebe, für je drei Messreihen 218
6.45 Einzelnes Berührungsereignis in Präsenz der geerdeten Metallstrebe mit sprunghaftem Kapazitätsanstieg und Baselinedrift für den lokal und global geerdeten Aufbau . . 219
6.46 Fahrzeugversuch: Gemessene Timerwerte zur Veranschaulichung des Signal zu Rauschverhaltens bei Berührung der am Fahrzeug eingebauten Prototypendichtung mit dem Finger, für mehrere Berührpunkte entlang der A-C Säule, für den Benchmark-Sensor (oben) und Minimalaufbau (unten), Ausschläge signalisieren den Berührungsfall . . 220

6.47 Fahrzeugversuch: Ausschläge des Sensorsignals durch Berührung (oben) und detektierte Berührungsfälle (grün), Differenzwerte und Threshold der Detektionslogik (Mitte), binäre Berührungsdetektionssignale (unten) . . . 221
6.48 a) Anwendungsbereiche für den elektrostatischen Einklemmschutz; b) Elektrodenaufteilung für rahmenlosen Fensterheber und Türbereich; c) 1-Elektrodensetup am Schiebedach; d) 3-Elektrodensetup an der Rückwandtür . . . 222
6.49 Aufbau der Benutzeroberfläche . . . 225
6.50 Beispielhafte Ergebnisse (oben/unten) zur Einklemmfallerkennung und Objektklassifikation für ein stabförmiges Objekt bis zum Einleiten des Reversiervorgangs . . . 226
6.51 Beispielhafte Testläufe (oben/unten) zur Einklemmfallerkennung und Objektklassifikation für eine Hand und einen Finger . . . 227
6.52 Beispielhafte Testläufe (oben/unten) zur Zuverlässigkeitsklassifikation und Kantensichtbarkeit . . . 227
6.53 Validierungsergebnisse am Prüfstand zu verschiedenen Robustheitsszenarien aufgetragen über den Lichtverhältnissen und den Anforderungen für verschiedene Blendenöffnungswinkel und Einklemmobjekte; Fehlerquote und summierte Fehlerquote jeweils rechts in Prozent . . . 228
6.54 Histogramm über 10000 Messungen zu Rechenzeit und Gesamtverzögerung des Systems aus Einklemmschutz und Kantenerfassung . . . 229

8.1 Kapazitäten des Plattenkodensators mit quadratischen Platten über einer Variation der Plattenfläche und -distanz . . . 237
8.2 Resultierendes Volumenpotential und dreidimensionales E-Feld aus Einsetzen der diskreten IEM-Leiterladungsdichten und Aufstellen der Superposition der Teilladungen über dem gesamten Volumengitter (links); Vergleich mit Lösung durch angenäherten Laplace-Operator (rechts) . . . 238
8.3 Gemessener und simulierter Stromverlauf mehrerer Einklemmfälle an A- und B-Säule mit synchronisiertem Einklemmzeitpunkt . . . 239
8.4 Gemessener und simulierter Drehzahlverlauf mehrerer Einklemmfälle an A- und B-Säule . . . 240
8.5 Rotationswinkel der Scheibe (oben); Verteilung der simulierten Einklemmkraftkomponenten in x-/y-Richtung (unten) . . . 240
8.6 Messung und Simulation des mittigen Einklemmfalls mit Einklemmsteifigkeiten von 10N/mm . . . 241
8.7 Beobachtete Zustände zum Simulationsmodell (II) für aufeinander folgende Öffnungs-/Schließzyklen mit unbekannter Reibung . . . 244
8.8 Verlauf der beobachteten und gemessenen Stromprofile im gelernten Zustand über einem kompletten Schließzyklus bei 12V . . . 244
8.9 Korrelation der Geschwindigkeits- und Stromgradienten für 12 Schließzyklen bei 8V 245
8.10 Näherungs- und Berührungssensitivität des Aufbaus an Messstelle M1 bei galvanischer Entkopplung durch DC/DC Wandler und Optokoppler, für verschiedene Erdungsfälle der Bestromungsseite; blau-primär, grün-sekundär, orange-tertiär . . . 246
8.11 Parametervariation in Unity (oben) und Postprocessing (unten) zum synthetischen Datensatz mit Variation der Lichtverhältnisse, des Rauschens, der Farben und Helligkeit 247
8.12 Parametervariation am Prüfstand zum realen Datensatz mit Variation der Scheibennässe, des Gegenlichts und der Lichtverhältnisse . . . 247
8.13 Ergänzende Ergebnisse zur Einklemmschutzklassifikation bei 70 Lux mit optimierten Datensatz und Parametervariation . . . 248
8.14 Ergebnisse der Robustheitsanalyse zur Objektklassifikation (links) und Zuverlässigkeitsklassifikation (rechts) . . . 248
8.15 Robustheitsanalyse zur Kantensichtbarkeit (links) und Kantenregression über dem gesamten Fensterlauf (rechts) . . . 249
8.16 Ergebnisse der Robustheitsanalyse zu den drei Regressionsbereichen, 23-140mm (links), 100-220mm (Mitte), 180-300mm (rechts) . . . 249

8.17 Verlauf der magnetischen Flussdichte und der induzierten Spannung pro Spule für den unbelasteten Motor bei ca. 1600U/min und unterschiedlichen Taylorapproximationsgraden: 3.Grades (Mitte), sowie 20.Grades (unten) 250
8.18 Aufbau einer sensorlosen Positions- und Geschwindigkeitserfassung mit zweistufiger Online-Parameteridentifikation basierend auf Auswertung der Blockstrom- und Mittellaufphasen 251
8.19 Pole und Nullstellen des geschlossenen Kreises mittels Lünbergerrückführung . . . 253
8.20 Angreifende Kräfte an der Scheibenmasse zur Berechnung des Kräfte- und Drehmomentgleichgewichts um den Masseschwerpunkt 255
8.21 Statische Referenzreibung des idealen FH-Simulationsmodells 256
8.22 PID basierte Geschwindigkeitsregelung für das Fensterhebersystem mit Anti-Wind-Up Mechanismus 257
8.23 Kaskadenregelung für das Fensterhebersystem basierend auf einem Führungs- und einem Folgeregler jeweils als PID-Reglern mit Anti-Wind-Up 259
8.24 Stateflow Diagramm der obersten Ebene der FH-Logik, Bewegungszustände (Oben), Normalisierung (Unten Links), Hilfsfunktionen (Unten Rechts) 260
8.25 Stateflow Diagramm der Trajektoriengenerierung, Geschwindigkeitstajektorien (Unten Links), Spannungstrajektorien (Unten Rechts), Bedienpanelinputverarbeitung (Oben) 261
8.26 Stateflow Diagramm der Logik im Einklemmfall und des Reversiervorgangs 262
8.27 Stateflow Diagramm der Blockdetektion Manuelles Verfahren (Links), Automatisches Verfahren (Rechts) 263
8.28 Stateflow Diagramm der Einklemmfalldetektion und Plausibilisierung des Hochlaufs 264
8.29 Qualitativer Vergleich des resultierenden E-Feldes für verschiedene Elektrodenquerschnitte mit und ohne Schirmung 265
8.30 Elektrischer Schaltkreis zur Zykluszeitbestimmung mit spannungsfolgender Schirmeleketrode 266
8.31 Beispielhafte Anordnung einer Mess- und einer Baselineelektrode für rahmenlose Fenster (links) und an einer Rahmentür (rechts) 266
8.32 Detektionsalgorithmus für eine Elektrode (links) und zwei-Elektrodensetup (gesamt) 268
8.33 Hyperparameter der neuronalen Netze, von links nach rechts: Einklemmschutz, Objektklassifizierung, Kantenklassifizierung 269
8.34 Ergebnis des Raytracing Verfahrens zur Beurteilung optimaler Kamerapositionen mit farbliche Bewertung einiger Komponentenoberflächen hinsichtlich des erzielbaren Erfassungsbereiches am FH-System 270
8.35 Sichtbarkeit der Fensterscheibe für unterschiedliche Kamerapositionen auf dessen Basis das Gütekriterium zur einklemmschutzrelevanten Abdeckungsqualität berechnet wird 270
8.36 Ausgewertete Einklemmbereiche und Innenraumbereiche über dem Arbeitsbereich des Türsystems (Mitte, Rechts); Identifizierte, ideale Kamerapositionen (links) . . 271
8.37 Ausgewertete Einklemmbereiche und Innenraumbereiche über dem Arbeitsbereich der Heckklappe 271
8.38 a) Fahrbahnunebenheits-, b) Anlaufkompensation, c) Geschwindigkeitsprofil und Schwellwert zum geschwindigkeitsbasierten EKS-Konzept 272
8.39 Konzept einer taktilen, kapazitiven Einklemmschutzleiste mit Näherungsdetektion 273
8.40 Bewertungsmatrix zu Sensorkonzepten eines direkten Einklemmschutzes 273
8.41 a) Zeichnungen der ECE-R21 zur Fensterheber EKS-Zertifizierung 274
8.42 a) Zeichnungen der ECE-R21 zur Schiebedach EKS-Zertifizierung 274
8.43 Zeichnungen der FMVSS-118 zur Fensterheber EKS-Zertifizierung 275

Tabellenverzeichnis

2.1 Anforderungen an den Einklemmschutz durch europäische und amerikanische Vorgaben 10
2.2 Testbedingungen zu Einklemmsteifigkeit und Öffnungsbereich der weltweiten gesetzlichen Vorschriften zum FH-System 10
2.3 Sensormessprinzipien, die für einen berührungslosen Einklemmschutz geeignet erscheinen 17

3.1 Typen radialer Basisfunktionen 49
3.2 Parameterwerte des Kommutierungsvorgangs mit beispielhaften Parameterwerten . 60
3.3 Permanentmagnete: Geometrische Eigenschaften des Aufbaus und Materialkennwerte am Beispiel eines FH-Motors 61
3.4 Geometrische Eigenschaften von Rotor und Spulen am Beispiel eines FH-Motors . 62

4.1 Bekannte Problemfelder am Fensterhebersystem mit indirekter EKS-Regelung, die in gegenseitiger Wechselwirkung stehen 78
4.2 Einflussfaktoren zu den ersten drei Problemfeldern und abgeleitete Anforderungen 79
4.3 Die vier Hauptziele der Modellbildung zerlegt in Teilbereiche 80
4.4 Teillösungen zur Lastidentifikation in Abhängigkeit der Teilbereiche 81
4.5 Teillösungen zum indirekten EKS in Abhängigkeit der Teilbereiche 81
4.6 Teillösungen zur sensorlosen Positionierung in Abhängigkeit der Teilbereiche 82
4.7 Teillösungen zum direkten EKS Konzept in Abhängigkeit der Teilbereiche 83
4.8 Modellansatz zur Lastprofilidentifikation 84
4.9 Modellansatz zum indirekten Einklemmschutz 85
4.10 Modellansätze zur sensorlosen Positionierung aus einer Kombination von Teillösungen 85
4.11 Modellansätze zum direkten Einklemmschutz mit ausgewählten Teillösungen . . . 86

5.1 Parameterwerte zu den Komponenten zur Störrauschunterdrückung der vorliegenden FH-Motoren (n.v. nicht vorhanden) 89
5.2 Geometrische Eigenschaften von Rotor und Spulen 91
5.3 Liste der zu identifizierenden Parameter der linearen Parameteridentifikation . . . 93
5.4 Liste der Konditionen zu einer isolierten Parameteranregung 94
5.5 Prozentuale Änderung des Motorgesamtwiderstandes über dem Verhältnis aus Kabelbaumwiderstand zu Ankerwiderstand c_v und Anzahl der Slotzahl n_p mit $R_H = c_v R_A$ für Schleifenwicklungstyp und zwei kommutierenden Spulen 99
5.6 Berechnete Induktivitäten, die eine ungedämpfte Rippleamplitude über dem gesamten Drehzahlbereich ermöglichen, verwendete Parameterwerte: U=12V, R_1=330mΩ, $c_{0,k}$=0.75, n=8, f_v=0.1 mNms/rad 100
5.7 Sensitivitäten zum Einklemmkraftaufbau für Motorstrom, -spannung, -drehzahl auf Basis beispielhafter Parameterwerte 137
5.8 Zeitliche Verzögerung der Ausgangsgrößen und Einklemmgradienten ersten und zweiten Grades bis zum Erreichen ihrer Maximalwerte / 50%-Maximalwerts für eine Einklemmsteifigkeit von 65N/mm 138

5.9 Kapazitäten zwischen Karosserie (1), Elektrode (2) und Finger (3) bei einem gegenseitigen Abstand von Δs_{12}=Δs_{23}=20mm 159

6.1 Identifizierte Parameterwerte am Motorprüfstand A 172
6.2 Vergleich zwischen den identifizierten Parameterwerten an Motorprüfstand A und B 174
6.3 Zur linearen Parameteridentifikation angenommene a-priori Werte 174
6.4 Vergleich der identifizierten Parameterwerte zum linearen und nichtlinearen Motormodell 175
6.5 Identifizierte Schneckengetriebeparameter des nichtlinearen Getriebemodells 176
6.6 Abweichungen zur Gehäuse- und Bürstentemperatur des vollständigen Temperaturmodells 178
6.7 Identifizierte Parameterwerte des vollständigen Temperaturmodells aus vier Knotenpunkten und insgesamt 11-Parameterwerten zum Anregungsmodell d) 179
6.8 Absolute und maximale Abweichungen 180
6.9 Identifizierte Parameterwerte des 2-Knoten Modells für das Anregungsmodell e) . . 181
6.10 Gemessene Zeitkonstanten des FH-Systems zu einer Rahmentür 184
6.11 Übersicht zu den Testumgebungen und der enthaltenen Nichtlinearitäten 194
6.12 Wertebereich der Trainingsparameter 223
6.13 Trainingsergebnis der zum optischen EKS 224
6.14 Individuelle Bearbeitungszeiten zu Einklemmschutz und Kantenregression 230

8.1 Ergebnisse der Zustandsbeobachtung mit normierten Genauigkeiten über allen Zuständen 242
8.2 Ergebnisse der Reibungsidentifikation mit normierten Genauigkeiten zur Gesamtreibung 242
8.3 Konvergenz der neuronalen Gewichte im 2. und 10. Schließzyklus 242
8.4 Vergleich der Parametersensitivitäten zur resultierenden Rippleamplitude, die Gewichtung erfolgte über eine Parameteränderung von 10% des dazugehörigen Wertebereichs, verwendete Parameter zur Gewichtung: k_M=0.0264, k_ω=0.0153, R_0=0.3Ω, f_v=1e-4, c=0.75, p=8, U=12V 243
8.5 Koeffizienten des Scheibenkantenpolynoms dritten Grades 254
8.6 Methoden und Parameterverhältnisse zur PID-Regler Auslegung 258
8.7 Vom Autor betreute Abschlussarbeiten mit Bezug zur vorliegenden Dissertation . . 296

Literatur

[1] U. Winkelhake, *Die digitale Transformation der Automobilindustrie: Treiber - Roadmap - Praxis*, 2. vollständig überarbeitete Auflage. Berlin und Heidelberg: Springer Vieweg, 2021, ISBN: 978-3-662-62102-8.

[2] H. Proff, Hrsg., *Transforming Mobility - What Next? Technische und betriebswirtschaftliche Aspekte* (Research). Wiesbaden und Heidelberg: Springer Gabler, 2022, ISBN: 978-3-658-36430-4. DOI: 10.1007/978-3-658-36430-4. Adresse: http://www.springer.com/.

[3] A. Kampker und H. H. Heimes, Hrsg., *Elektromobilität: Grundlagen einer Fortschrittstechnologie*, 3. Aufl. 2024. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2024, ISBN: 978-3-662-65812-3. Adresse: https://nbn-resolving.org/urn:nbn:de:bsz:31-epflicht-3052149.

[4] S. Pischinger und U. Seiffert, Hrsg., *Vieweg Handbuch Kraftfahrzeugtechnik* (ATZ/MTZ-Fachbuch), 9., erweiterte und ergänzte Auflage. Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2021, ISBN: 978-3-658-25557-2.

[5] F. Bohne, *Komplexitätskostenmanagement in der Automobilindustrie: Identifizierung und Gestaltung vielfaltsinduzierter Kosten* (Springer eBook Collection Business and Economics), Gabler Edition Wissenschaft. Wiesbaden und s.l.: Deutscher Universitätsverlag, 1998, ISBN: 978-3-663-08643-7. DOI: 10.1007/978-3-663-08643-7.

[6] M. Nolting, *Künstliche Intelligenz in der Automobilindustrie: Mit KI und Daten Vom Blechbieger Zum Techgiganten* (Technik Im Fokus Series), 1st ed. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 2021, ISBN: 978-3-658-31567-2. Adresse: https://ebookcentral.proquest.com/lib/kxp/detail.action?docID=6427579.

[7] K. Borgeest, *Elektronik in der Fahrzeugtechnik: Hardware, Software, Systeme und Projektmanagement* (ATZ/MTZ-Fachbuch), 5. Auflage. Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-658-41483-2. Adresse: https://link.springer.com/978-3-658-41482-5.

[8] National Highway Traffic Safety Administration, *Federal Motor Vehicle Safety Standards (FMVSS); Power-Operated Window, Partition, and Roof Panel Systems (118)*, 2008. Adresse: https://www.federalregister.gov/documents/2008/07/07/E8-15310/federal-motor-vehicle-safety-standards-power-operated-window-partition-and-roof-panel-systems.

[9] M. Maurer, J. C. Gerdes, B. Lenz und H. Winner, Hrsg., *Autonomes Fahren: Technische, rechtliche und gesellschaftliche Aspekte* (Springer Open). Berlin und Heidelberg: Springer Vieweg, 2015, ISBN: 978-3-662-45854-9. DOI: 10.1007/978-3-662-45854-9. Adresse: http://link.springer.com/book/10.1007/978-3-662-45854-9.

[10] *Kraftfahrtechnisches Taschenbuch*, 30., überarbeitete und erweiterte Auflage. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2024, ISBN: 978-3-658-44233-0. DOI: 10.1007/978-3-658-44233-0.

[11] X. Fang, *Karosserieentwicklung und -Leichtbau: Eine ganzheitliche Betrachtung von Design über Konzept- und Materialauswahlprinzipien bis zur Auslegung und Fertigung*. Berlin und Heidelberg: Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-662-67118-4. Adresse: https://link.springer.com/978-3-662-67117-7.

[12] Mercedes-Benz AG, *EQB Handbuch Heckklappe Schließen*, 2023. Adresse: https://www.mercedes-benz.de/passengercars/services/manuals.html/eqb-suv-2023-10-x243-mbux/laderaum/heckklappe-schlieen.

[13] J. A. Ward, *The fall of the Packard Motor Car Company*. Stanford, California: Stanford University Press, 1995, ISBN: 978-0-8047-2457-9. Adresse: http://www.loc.gov/catdir/description/cam026/94039283.html.

[14] A. Müller, U. Klerk und M. Czerwinski, *Technologiebericht Einklemmschutz Version 2b, persönliche Kommunikation*, DaimlerChrysler AG, 2007.

[15] *A green world map by Gaaarg, licensed under CC BY-SA 3.0, changed with artistic filter and overlay by author of this work, license: https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/deed.en*. Adresse: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/9/95/World_map_green.png.

[16] *Cooper Standard GmBh vormals Metzeler Automotive Profile Systems*, 2007. Adresse: https://www.cooperstandard.com/.

[17] UN/ECE, *Regelung Nr. 21 der Wirtschaftskommission der Vereinten Nationen für Europa (UN/ECE) — Einheitliche Vorschriften für die Genehmigung von Kraftfahrzeugen hinsichtlich ihrer Innenausstattung*, 2008. Adresse: https://op.europa.eu/de/publication-detail/-/publication/588aa860-5042-4063-ad75-8ae5e18af385.

[18] U.S. Department of Transportation National Highway Traffic Safety Administration, *Laboratory Test Procedure for FMVSS 118*, 2006. Adresse: https://www.nhtsa.gov/document/laboratory-test-procedure-fmvss-118-power-operated-window-partition-and-roof-panel-systems.

[19] *China Quality Certification Center (CQC)*, 2024. Adresse: https://www.cqc.com.cn/www/english/.

[20] *China Certification for Automotive Products (CCAP)*, 2024. Adresse: https://www.cccap.org.cn/EN_zhognQi/?l=en.

[21] *Certification and Accreditation Administration (CNCA)*, 2024. Adresse: https://www.cnca.gov.cn/.

[22] L. Navon, L. H. Chen, M. Cowhig und A. F. Wolkin, „Two decades of nonfatal injury data: a scoping review of the National Electronic Injury Surveillance System-All Injury Program, 2001-2021," *Injury epidemiology*, Jg. 10, Nr. 1, S. 44, 2023, ISSN: 2197-1714. DOI: 10.1186/s40621-023-00455-4.

[23] H.-J. Gevatter und U. Grünhaupt, Hrsg., *Handbuch der Mess- und Automatisierungstechnik im Automobil: Fahrzeugelektronik, Fahrzeugmechatronik* (SpringerLink Bücher), 2., vollständig bearbeitete Auflage. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006, ISBN: 978-3-540-29980-6. DOI: 10.1007/3-540-29980-7.

[24] H.-J. Gevatter, Hrsg., *Automatisierungstechnik 3 Aktoren: Mit 25 Tabellen* (VDI-Buch). Berlin: SPRINGER, 2000, Bd. 3, ISBN: 978-3-642-59750-3.

[25] J. Uebelein, R. Kalb und J. Seeberger, „Verfahren zur elektrischen Steuerung und Regelung der Bewegung von elektrisch betriebenen Aggregaten," DE19711979 (A1), 1998.

[26] F. Küçükay, *Grundlagen der Fahrzeugtechnik: Antriebe, Getriebe, Energieverbrauch, Bremsen, Fahrdynamik, Fahrkomfort*. Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2022, ISBN: 978-3-658-36727-5.

[27] G. Babiel, *Elektrische Antriebe in der Fahrzeugtechnik: Lehr- und Arbeitsbuch*, 5. Auflage. Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-658-40586-1. Adresse: http://www.springer.com/.

[28] T. Sun, „Anti-pinch sensor of electric vehicle window and method thereof," WO2013091267 (A1), 2013.

[29] T. Sun, „Anti-pinch sensor of electric vehicle window and method thereof," EP2796309 (A1), 2014.

[30] J. P. Whinnery, J. C. Everhart JR, T. Caussat und D. M. Wenrick, „Motor speed-based anti-pinch control apparatus and method with start-up transient detection and compensation," US6794837 (B1), 2004.

[31] H. Lamm, „Method for limiting the closing force of movable components," EP1133612 (A1), 2001.

[32] E. Kessler und W. Schulter, „Method for operating an electrical drive unit," WO0206615 (A2), 2002.

[33] D. Driendl, W. Schulter, U. Joos und M. Fischer, „Method for monitoring the opening and closing process in a system with at least one electric motor driven part," EP0714052 (A2), 1996.

[34] X. De Frutos, „Anti-pinch window drive circuit," US2003137265 (A1), 2003.

[35] T. Fukumura, B. J. Marlett und S. K. Dash, „Pinch detection system," US2003051555 (A1), 2003.

[36] H.-J. Lee, W.-S. Ra, T.-S. Yoon und J.-B. Park, „Robust pinch estimation and detection algorithm for low-cost anti-pinch window control systems," in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*, IEEE, 2005, 6 pp, ISBN: 0-7803-9252-3. DOI: 10.1109/IECON.2005.1568915.

[37] D. Driendl, U. Joos, W. Schulter und M. Fischer, „Verfahren zur Überwachung des Öffnungs- und Schließvorgangs bei einem System mit mindestens einem elektromotorisch bewegten Teil," DE4442171 (A1), 1996.

[38] H. Furukawa, „Anti-pinch safety system for vehicle closure device," US6051945 (A), 2000.

[39] MAYSER, *Miniaturschaltleisten Einklemmschutz*, 2024. Adresse: https://www.mayser.com/de.

[40] LEONI, *Einklemmschutz auf Lichtwellenleiter Basis, Leoni-PinchGuard*, 2008. Adresse: https://www.leoni.com/de/.

[41] A. Bledin, „Trapping protector," EP1154110 (A2), 2001.

[42] N. Reindl und K. Wisspeintner, „Kapazitiver Einklemmschutz und Verfahren zum Betreiben eines Einklemmschutzes," DE102008045150 (A1), 2009.

[43] N. Heller, K. Hanndorf und A. Stockschlager, „Movable-window safety device," EP0648628 (A1), 1995.

[44] Luka, Müller, Klenk und Dohmeyer, *Update Einklemmschutztechnologien, persönliche Kommunikation*, Daimler AG, 2008.

[45] E. Hering und G. Schönfelder, Hrsg., *Sensoren in Wissenschaft und Technik: Funktionsweise und Einsatzgebiete*, 3., erweiterte und aktualisierte Auflage. Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2023, ISBN: 978-3-658-39491-2. Adresse: http://www.springer.com/.

[46] *Prinzip eines digitalen PSDs von Georg Wiora, lizensiert unter CC BY-SA 3.0, Neugestaltung durch den Author, Lizenz: https://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/deed.en.* Adresse: https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/2/24/Digital_Position_Sensitive_Device.svg.

[47] P. Varley, J. Horgan, C. Hughes und D. Odea, „Pinch protection for a vehicle," WO2021160643 (A1), 2021.

[48] S. Kromer und H. Kremser, „Ultrasound area surveillance system," US5920521 (A), 1999.

[49] N. A. John, M. Sherki und S. A. Patil, „Anti-Pinch Mechanism for Power Window," in *SAE Technical Paper Series*, Ser. SAE Technical Paper Series, SAE International400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2016. DOI: 10.4271/2016-28-0197.

[50] B. Nitsche und R. Herrmann, „Direct Sensor Solutions for Anti Pinch and Collision Avoidance for Motorized Closures," in *SAE Technical Paper Series*, Ser. SAE Technical Paper Series, SAE International400 Commonwealth Drive, Warrendale, PA, United States, 2009. DOI: 10.4271/2009-01-0637.

[51] Texas Instruments, *AWR6843 - Single-chip 60-GHz to 64-GHz automotive radar sensor integrating DSP, MCU and radar accelerator*, 2022. Adresse: https://www.ti.com/product/AWR6843.

[52] HELLA, *24Ghz-Radarsensoren*, 2024. Adresse: https://www.hella.com/partnerworld/de/Produktprogramm/Fahrzeug-Elektronik/Radarsensor-6088/.

[53] K. Reif, *Bosch Autoelektrik und Autoelektronik: Bordnetze, Sensoren und Elektronische Systeme* (Bosch Fachinformation Automobil Series), 6th ed. Wiesbaden: Springer Vieweg. in Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH, 2011, ISBN: 978-3-8348-9902-6. Adresse: https://ebookcentral.proquest.com/lib/kxp/detail.action?docID=752951.

[54] B. Reichle, *Elektrische Fensterheber mit Einklemmschutz USA-Anforderungen nach FMVSS 118-S5 , persönliche Kommunikation*, Daimler AG, 2017.

[55] W. Schulter, *Einklemmschutz Mockup Studie, persönliche Kommunikation*, Ingenieurbüro Dr.-Ing. Wolfgang Schulter, 2014.
[56] R. Fischer, *Elektrische Maschinen*. München: Carl Hanser Verlag GmbH & Co. KG, 2013, ISBN: 978-3-446-43813-2. DOI: 10.3139/9783446437678.
[57] T. Lux, H. Pruessel, T. Fischer, S. Binhack, R. P. Bergmann und A. Schwarz, „Verfahren zur Auswertung von Drehzahl- und Drehlageinformation eines DC-Motors," DE102004004198 (A1), 2005.
[58] E. Kesler und W. Schulter, „Speed determining method for mechanically commutated DC motors," DE19729238 (C1), 1998.
[59] S. Otte und M. Steinbach, „Method for Moving an Element, which is Driven by an Electric Motor Inside a Predetermined Movement Section Between Two Block Positions Each Formed as a Limit Stop, into a Block Position," US2013154532 (A1), 2013.
[60] W. Schulter, „Method for Protecting an Electrical Motor against Thermal Overload," EP1249060 (A1), 2002.
[61] R. Featherstone, Hrsg., *Robot Dynamics Algorithms*. Boston, MA: Springer US, 1987, ISBN: 978-1-4757-6437-6. DOI: 10.1007/978-0-387-74315-8.
[62] B. Siciliano und O. Khatib, Hrsg., *Springer handbook of robotics* (Springer handbooks), 2nd edition. Berlin und Heidelberg: SPRINGER, 2016, ISBN: 978-3-319-32552-1. Adresse: http://www.springer.com/.
[63] H. Czichos, Hrsg., *Tribologie-Handbuch: Tribometrie, Tribomaterialien, Tribotechnik*, 4., vollst. überarb. und erw. Aufl. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2015, ISBN: 978-3-8348-2236-9. DOI: 10.1007/978-3-8348-2236-9.
[64] P. Dupont, B. Armstrong und V. Hayward, „Elasto-plastic friction model: contact compliance and stiction," in *American Control Conference, 2000*, Piscataway: IEEE, 2000, 1072–1077 vol.2, ISBN: 0-7803-5519-9. DOI: 10.1109/ACC.2000.876665.
[65] P. R. Dahl, *A Solid Friction Model*, Fort Belvoir, VA, 1968. DOI: 10.21236/ada041920.
[66] C. Canudas de Wit, H. Olsson, K. J. Astrom und P. Lischinsky, „A new model for control of systems with friction," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Jg. 40, Nr. 3, S. 419–425, 1995, ISSN: 00189286. DOI: 10.1109/9.376053.
[67] K. J. Astrom und C. Canudas-de-Wit, „Revisiting the LuGre friction model," *IEEE Control Systems*, Jg. 28, Nr. 6, S. 101–114, 2008, ISSN: 1066-033X. DOI: 10.1109/MCS.2008.929425.
[68] D.-p. Liu, „Parameter Identification for Lugre Friction Model using Genetic Algorithms," in *International Conference on Machine Learning and Cybernetics, 2006*, Piscataway, NJ: IEEE Operations Center, 2006, S. 3419–3422, ISBN: 1-4244-0061-9. DOI: 10.1109/ICMLC.2006.258506.
[69] L. Freidovich, A. Robertsson, A. Shiriaev und R. Johansson, „Friction compensation based on LuGre model," in *Proceedings of the 45th IEEE Conference on Decision and Control*, IEEE, 2006, S. 3837–3842, ISBN: 1-4244-0171-2. DOI: 10.1109/CDC.2006.376780.
[70] P. Dupont, V. Hayward, B. Armstrong und F. Altpeter, „Single state elastoplastic friction models," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Jg. 47, Nr. 5, S. 787–792, 2002, ISSN: 00189286. DOI: 10.1109/TAC.2002.1000274.
[71] V. Hayward, B. Armstrong, F. Altpeter und P. E. Dupont, „Discrete-Time Elasto-Plastic Friction Estimation," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Jg. 17, Nr. 3, S. 688–696, 2009, ISSN: 1063-6536. DOI: 10.1109/TCST.2008.2001710.
[72] A. Keck, J. Zimmermann und O. Sawodny, „Friction parameter identification and compensation using the ElastoPlastic friction model," *Mechatronics*, Jg. 47, S. 168–182, 2017, ISSN: 09574158. DOI: 10.1016/j.mechatronics.2017.02.009.
[73] Leonhard Euler, *Remarques sur l'effet du frottement dans l'équilibre. Memoires de l'academie des sciences de Berlin 18*, 1769.
[74] A. Konyukhov und K. Schweizerhof, „Frictional Interaction of a Spiral Rope and a Cylinder – 3D-Generalization of the Euler-Eytelwein Formula Considering Pitch," in *Computational Contact Mechanics*, Ser. Lecture Notes in Applied and Computational Mechanics, A. Konyukhov und K. Schweizerhof, Hrsg., Bd. 67, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Hei-

delberg, 2013, S. 413–422, ISBN: 978-3-642-31530-5. DOI: 10.1007/978-3-642-31531-2{\textunderscore}14.

[75] M. Miyasaka, M. Haghighipanah, Y. Li und B. Hannaford, „Hysteresis model of longitudinally loaded cable for cable driven robots and identification of the parameters," in *2016 IEEE International Conference on Robotics and Automation, Stockholm, Sweden, May 16th-21st*, A. Okamura und A. Menciassi, Hrsg., Piscataway, NJ: IEEE, 2016, S. 4051–4057, ISBN: 978-1-4673-8026-3. DOI: 10.1109/ICRA.2016.7487596.

[76] M. Miyasaka, J. Matheson, A. Lewis und B. Hannaford, „Measurement of the cable-pulley Coulomb and viscous friction for a cable-driven surgical robotic system," in *2015 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS)*, W. Burgard, Hrsg., Piscataway, NJ: IEEE, 2015, S. 804–810, ISBN: 978-1-4799-9994-1. DOI: 10.1109/IROS.2015.7353464.

[77] Robert Bouc, „Forced vibration of mechanical systems with hysteresis," Jg. 1967,

[78] Y.-K. Wen, „Method for Random Vibration of Hysteretic Systems," *Journal of the Engineering Mechanics Division*, Jg. 102, Nr. 2, S. 249–263, 1976, ISSN: 0044-7951. DOI: 10.1061/jmcea3.0002106.

[79] H. Unbehauen, *Regelungstechnik I: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme*. Wiesbaden und s.l.: Vieweg+Teubner Verlag, 1982, ISBN: 978-3-322-89707-7. DOI: 10.1007/978-3-322-89707-7.

[80] R. Marchthaler und S. Dingler, *Kalman-Filter*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2017, ISBN: 978-3-658-16727-1. DOI: 10.1007/978-3-658-16728-8.

[81] R. E. Kalman, „A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems," *Journal of Basic Engineering*, Jg. 82, Nr. 1, S. 35–45, 1960, ISSN: 0021-9223. DOI: 10.1115/1.3662552.

[82] D. Simon, *Optimal State Estimation*. Wiley, 2006, ISBN: 9780471708582. DOI: 10.1002/0470045345.

[83] Leonard and A. McGee and Stanley and Frank R. Schmidt, „Discovery of the Kalman filter as a practical tool for aerospace and industry," 1985. Adresse: https://ntrs.nasa.gov/citations/19860003843.

[84] J. Baillieul und T. Samad, *Encyclopedia of Systems and Control*. Cham: Springer International Publishing, 2021, ISBN: 978-3-030-44183-8. DOI: 10.1007/978-3-030-44184-5.

[85] F. E. Daum, „Extended Kalman Filters," in *Encyclopedia of Systems and Control*, J. Baillieul und T. Samad, Hrsg., London: Springer London, 2013, S. 1–3, ISBN: 978-1-4471-5102-9. DOI: 10.1007/978-1-4471-5102-9{\textunderscore}62-2.

[86] S. J. Julier und J. K. Uhlmann, „New extension of the Kalman filter to nonlinear systems," in *Signal Processing, Sensor Fusion, and Target Recognition VI*, I. Kadar, Hrsg., Ser. SPIE Proceedings, SPIE, 1997, S. 182. DOI: 10.1117/12.280797.

[87] E. A. Wan und R. van der Merwe, „The unscented Kalman filter for nonlinear estimation," in *Proceedings of the IEEE 2000 Adaptive Systems for Signal Processing, Communications, and Control Symposium*, IEEE, 2000, S. 153–158, ISBN: 0-7803-5800-7. DOI: 10.1109/ASSPCC.2000.882463.

[88] D. Ebeigbe, T. Berry, M. M. Norton u. a., *A Generalized Unscented Transformation for Probability Distributions*, 2021. Adresse: http://arxiv.org/pdf/2104.01958v2.

[89] H. M. T. Menegaz, J. Y. Ishihara, G. A. Borges und A. N. Vargas, „A Systematization of the Unscented Kalman Filter Theory," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Jg. 60, Nr. 10, S. 2583–2598, 2015, ISSN: 00189286. DOI: 10.1109/TAC.2015.2404511.

[90] S. Sarkka, „On Unscented Kalman Filtering for State Estimation of Continuous-Time Nonlinear Systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, Jg. 52, Nr. 9, S. 1631–1641, 2007, ISSN: 00189286. DOI: 10.1109/TAC.2007.904453.

[91] F. Gustafsson und G. Hendeby, „Some Relations Between Extended and Unscented Kalman Filters," *IEEE Transactions on Signal Processing*, Jg. 60, Nr. 2, S. 545–555, 2012, ISSN: 1053-587X. DOI: 10.1109/TSP.2011.2172431.

[92] O. Föllinger, *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*, 6. vollst. überarb. und erw. Aufl. Heidelberg: Hüthig, 1990, ISBN: 978-3-7785-1808-3.

[93] W. Schulter, „Method for Protecting an Electrical Motor against Thermal Overload," WO0154246 (A1), 2001.

[94] D. Schröder und M. Buss, *Intelligente Verfahren: Identifikation und Regelung Nichtlinearer Systeme*, 2nd ed. Berlin, Heidelberg: Vieweg, 2017, ISBN: 978-3-662-55326-8. DOI: 10.1007/978-3-662-55327-5.

[95] D. Schröder, Hrsg., *Intelligente Verfahren: Identifikation und Regelung nichtlinearer Systeme*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, ISBN: 978-3-642-11397-0. DOI: 10.1007/978-3-642-11398-7.

[96] F. Rosenblatt, „The perceptron: a probabilistic model for information storage and organization in the brain," *Psychological review*, Jg. 65, Nr. 6, S. 386–408, 1958, ISSN: 0033-295X. DOI: 10.1037/h0042519.

[97] V. Kunc und J. Kléma, *Three Decades of Activations: A Comprehensive Survey of 400 Activation Functions for Neural Networks*, 2024. Adresse: http://arxiv.org/pdf/2402.09092v1.

[98] D. F. Specht, „A general regression neural network," *IEEE transactions on neural networks*, Jg. 2, Nr. 6, S. 568–576, 1991, ISSN: 1045-9227. DOI: 10.1109/72.97934.

[99] Schröder, „Identifikation nichtlinearer Systeme mit vorstrukturierten rekurrenten Netzen," in *Intelligente Verfahren*, D. Schröder, Hrsg., Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010, S. 181–216, ISBN: 978-3-642-11397-0. DOI: 10.1007/978-3-642-11398-7{\textunderscore}6.

[100] D. Gerling, *Electrical Machines: Mathematical Fundamentals of Machine Topologies* (Mathematical Engineering Ser), 1st ed. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin / Heidelberg, 2015, ISBN: 978-3-642-17584-8. Adresse: https://ebookcentral.proquest.com/lib/kxp/detail.action?docID=973961.

[101] M. Fassenet, D. Chamagne, T. Pera und J. M. Kauffmann, „EMF computation with commutation phenomena effects for PM DC motor," in *IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, IEEE, 2001, S. 692–699, ISBN: 0-7803-7091-0. DOI: 10.1109/IEMDC.2001.939389.

[102] N. Boules, „Design optimization of permanent magnet DC motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jg. 26, Nr. 4, S. 786–792, 1990, ISSN: 00939994. DOI: 10.1109/28.56006.

[103] S. Buechner, V. Schreiber, A. Amthor, C. Ament und M. Eichhorn, „Nonlinear modeling and identification of a dc-motor with friction and cogging," in *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IEEE, 2013, S. 3621–3627, ISBN: 978-1-4799-0224-8. DOI: 10.1109/IECON.2013.6699711.

[104] E. Bolte, *Elektrische Maschinen: Grundlagen, Magnetfelder, Wicklungen, Asynchronmaschinen, Synchronmaschinen, elektronisch kommutierte Gleichstrommaschinen*. Berlin und Heidelberg: SPRINGER, 2012, ISBN: 978-3-642-05485-3.

[105] L. Hinrichsen, *Zustandsübergänge selbstbremsender Getriebe im Ratterbetrieb: Zugl.: Kassel, Univ., Diss, 2007*. Kassel: Kassel Univ. Press, 2007, ISBN: 9783899583243. Adresse: http://d-nb.info/993478808/34.

[106] T. Weiland, „Eine Methode zur Lösung der Maxwellschen Gleichungen für sechskomponentige Felder auf diskreter Basis," *International Journal of Electronics and Communications*, 1977.

[107] T. Weiland, „Finite Integration Method and Discrete Electromagnetism," in *Computational Electromagnetics*, Ser. Lecture Notes in Computational Science and Engineering, T. J. Barth, M. Griebel, D. E. Keyes u. a., Hrsg., Bd. 28, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2003, S. 183–198, ISBN: 978-3-540-44392-6. DOI: 10.1007/978-3-642-55745-3{\textunderscore}12.

[108] T. Wittig, R. Schuhmann und T. Weiland, „Model order reduction for large systems in computational electromagnetics," *Linear Algebra and its Applications*, Jg. 415, Nr. 2-3, S. 499–530, 2006, ISSN: 00243795. DOI: 10.1016/j.laa.2004.06.023.

[109] T. Weiland, „Time Domain Electromagnetic Field Computation with Finite Difference Methods," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices*

and Fields, Jg. 9, Nr. 4, S. 295–319, 1996, ISSN: 0894-3370. DOI: 10.1002/(SICI)1099-1204(199607)9:4{\textless}295::AID-JNM240{\textgreater}3.0.CO;2-8.

[110] T. Weiland, *On the Numerical Solution of Maxwell's Equations and Applications in the Field of Accelerator Physics*, 1984. DOI: 10.3204/PUBDB-2015-03273.

[111] D. Petrascheck und F. Schwabl, *Elektrodynamik*, 3. Auflage. Berlin und Heidelberg: Springer Spektrum, 2019, ISBN: 978-3-662-59787-3.

[112] R. F. Harrington, *Field computation by moment methods* (IEEE press series on electromagnetic wave theory). Piscataway, New Jersey, New York und Piscataway, New Jersey: IEEE Press Wiley-Interscience und IEEE Xplore, 1968, ISBN: 9780470544631. DOI: 10.1109/9780470544631.

[113] R. Bancroft, „A note on the moment method solution for the capacitance of a conducting flat plate," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Jg. 45, Nr. 11, S. 1704, 1997, ISSN: 0018-926X. DOI: 10.1109/8.650088.

[114] K. Nabors, S. Kim, J. White und S. Senturia, „Fast capacitance extraction of general three-dimensional structures," in *[1991 Proceedings] IEEE International Conference on Computer Design: VLSI in Computers and Processors*, IEEE Comput. Soc. Press, 1991, S. 479–484, ISBN: 0-8186-2270-9. DOI: 10.1109/ICCD.1991.139952.

[115] A. E. Ruehli und P. A. Brennan, „Efficient Capacitance Calculations for Three-Dimensional Multiconductor Systems," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Jg. 21, Nr. 2, S. 76–82, 1973, ISSN: 0018-9480. DOI: 10.1109/TMTT.1973.1127927.

[116] H. Ymeri, B. Nauwelaers und K. Maex, „On the two-dimensional capacitance calculation of multiconductor multilayered interconnects," *Annales Des Télécommunications*, Jg. 56, Nr. 9-10, S. 550–559, 2001, ISSN: 0003-4347. DOI: 10.1007/BF03008832.

[117] M Dadkhah, J U Jeon, Y Hojjat und S P Boo, *Accurate Capacitance Computation of General 3D Structures Using Stored Energy Method (SEM)*, 2011. DOI: 10.13140/2.1.4236.1605.

[118] Stephen A Billings, *Nonlinear system identification: NARMAX methods in the time, frequency, and spatio-temporal domains*, 1rst ed. Chichester: Wiley, 2013, ISBN: 9781119943594.

[119] W. Polfike und J. Kopitz, *Wärmeübertragung: Grundlagen, analytische und numerische methoden;grundlagen, analytische und numerische methoden.* [Place of publication not identified]: PEARSON STUDIUM, 2009, ISBN: 978-3-86326-670-7.

[120] G. Sidebotham, *Heat transfer modeling: An inductive approach.* Cham, Heidelberg und New York: SPRINGER, 2015, ISBN: 978-3-319-14514-3.

[121] K. He, X. Zhang, S. Ren und J. Sun, „Deep Residual Learning for Image Recognition," in *2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, IEEE, 2016, S. 770–778, ISBN: 978-1-4673-8851-1. DOI: 10.1109/CVPR.2016.90.

[122] G. Huang, Z. Liu, L. van der Maaten und K. Q. Weinberger, „Densely Connected Convolutional Networks," in *2017 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, IEEE, 2017, S. 2261–2269, ISBN: 978-1-5386-0457-1. DOI: 10.1109/CVPR.2017.243.

[123] B. Siciliano und O. Khatib, Hrsg., *Springer handbook of robotics: With ... 84 tables.* Berlin und Heidelberg: SPRINGER, 2008, ISBN: 978-3-540-30301-5.

[124] P. Del Moral, „Nonlinear filtering: Interacting particle resolution," *Comptes Rendus de l'Académie des Sciences - Series I - Mathematics*, Jg. 325, Nr. 6, S. 653–658, 1997, ISSN: 07644442. DOI: 10.1016/S0764-4442(97)84778-7.

[125] D. Goßlau, *Fahrzeugmesstechnik: Grundlagen der Messtechnik und Statistik, Prüfstandstechnik, Messtechnik im Motoren- und Fahrzeugversuch* (Lehrbuch). Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2020, ISBN: 978-3-658-28479-4.

[126] A. Consoli, G. Bottiglieri, R. Letor, R. Ruggeri, A. Testa und S. de Caro, „Sensorless position control of DC actuators for automotive applications," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*, IEEE, 2004, S. 1217–1224, ISBN: 0-7803-8486-5. DOI: 10.1109/IAS.2004.1348568.

[127] S. C. DuttaRoy, „A Simple Derivation of the Spectral Transformations for IIR Filters," *IEEE Transactions on Education*, Jg. 48, Nr. 2, S. 274–278, 2005, ISSN: 0018-9359. DOI: 10.1109/TE.2004.842913.

[128] S. Koshita, Y. KUMAMOTO, M. Abe und M. Kawamata, „Adaptive IIR Band-Pass/Band-Stop Filtering Using High-Order Transfer Function and Frequency Transformation," *Interdisciplinary Information Sciences*, Jg. 19, Nr. 2, S. 163–172, 2013, ISSN: 1340-9050. DOI: 10.4036/iis.2013.163.

[129] S. Koshita, K. Miyoshi, M. Abe und M. Kawamata, „A State-Space Approach to High-order Adaptive Band-Pass Filtering," in *2018 IEEE 23rd International Conference on Digital Signal Processing (DSP)*, IEEE, 2018, S. 1–4, ISBN: 978-1-5386-6811-5. DOI: 10.1109/ICDSP.2018.8631878.

[130] S. Koshita, K. Miyoshi, M. Abe und M. Kawamata, „Realization of variable band-pass/band-stop IIR digital filters using Gramian-preserving frequency transformation," in *Proceedings of 2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, IEEE, 2010, S. 2698–2701, ISBN: 978-1-4244-5308-5. DOI: 10.1109/ISCAS.2010.5537047.

[131] S. Dhabu, A. Ambede, N. Agrawal, K. G. Smitha, S. Darak und A. P. Vinod, „Variable cutoff frequency FIR filters: a survey," *SN Applied Sciences*, Jg. 2, Nr. 3, 2020, ISSN: 2523-3963. DOI: 10.1007/s42452-020-2140-6.

[132] D. Schlichthärle, *Digital Filters: Basics and design*, 2. ed. Berlin und Heidelberg: SPRINGER, 2011, ISBN: 978-3-642-14325-0.

[133] A. V. Oppenheim, J. R. Buck und R. W. Schafer, *Discrete-time signal processing* (Prentice Hall signal processing series), 2. ed., internat. ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Internat, 1999, ISBN: 978-0137549207.

[134] Marco Borges, *peakdet: MATLAB Central File Exchange*, 2015. Adresse: https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/47264-peakdet.

[135] C. Zhang, P. Benz, D. M. Argaw u. a., „ResNet or DenseNet? Introducing Dense Shortcuts to ResNet," in *2021 IEEE Winter Conference on Applications of Computer Vision (WACV)*, IEEE, 2021, S. 3549–3558, ISBN: 978-1-6654-0477-8. DOI: 10.1109/WACV48630.2021.00359.

[136] CSM, *https://www.csm.de/de/produkte/can-minimodule/16-can-thermo-minimodule*, 2017.

[137] A. Wolf, P. J. Rodrigo und W. Schellhorn, „Detektion und Vermeidung eines Einklemmereignisses," DE102021001774 (A1), 2022.

[138] W. Schellhorn, P. J. Rodrigo und A. Wolf, „Vorrichtung zur Vermeidung eines Einklemmereignisses eines motorisch betätigbaren Verschließsystems eines Fahrzeugs," DE102020002817 (A1), 2020.

[139] A. Wolf, P. J. Rodrigo und W. Schellhorn, „Detecting and Preventing a Clamping Event," EP4320329 (A1), 2024.

[140] A. Wolf, P. J. Rodrigo und W. Schellhorn, „Detecting and Preventing a Trapping Event," US2024110424 (A1), 2024.

[141] A. Wolf, P. J. Rodrigo und W. Schellhorn, „Erkennung und Vermeidung von Einklemmunfällen," KR20230153472 (A), 2023.

[142] A. Wolf, P. J. Rodrigo und W. Schellhorn, „Detection and avoidance of pinch events," CN117157447 (A), 2023.

[143] L. Schnieder und R. S. Hosse, *Leitfaden safety of the intended functionality: Verfeinerung der Sicherheit der Sollfunktion auf dem Weg zum autonomen Fahren* (essentials), 2. Auflage. Wiesbaden und Heidelberg: Springer Vieweg, 2020, ISBN: 978-3-658-30038-8.

[144] A. Wolf, H. Moeckel und T. T. Becker, „Verfahren zum Einklemmschutz für ein mittels eines elektrischen Fensterhebers schließendes Fahrzeugfenster," DE102021000828 (A1), 2022.

[145] C.-C. Yu, *Autotuning of PID Controllers: A Relay Feedback Approach*, 2nd Edition. London: Springer-Verlag London Limited, 2006, ISBN: 978-1-84628-037-5. DOI: 10.1007/b137042.

[146] A. O'Dwyer, *Handbook of PI and PID Controller Tuning Rules*. Published by imperial colleage press and distributed by world scientific publishing co, 2009, ISBN: 978-1-84816-242-6. DOI: 10.1142/p575.

Lebenslauf



Persönliche Daten

Vorname	Alexander Mathias
Nachname	Wolf

Wissenschaftlicher Werdegang

05/2021 - Heute	Entwicklungsingenieur bei Mercedes-Benz AG
08/2017 - 05/2021	Doktorand bei Mercedes-Benz AG
04/2009 - 07/2016	Studium Maschinenbau und Verfahrenstechnik an RPTU-KL
07/2016	Abschluss Diplom Maschinenbau und Verfahrenstechnik
	1.Schwerpunkt: Grundlagen des Maschinenbaus
	2.Schwerpunkt: Mechatronik
10/2014 - 03/2015	Projektpraktikum bei John Deere am ETIC Kaiserslautern
09/2001 - 03/2008	Albert Einstein Gymnasium Frankenthal Abschluss Abitur

Studentische Arbeiten

Datum	Autor	Titel
2018	Norman Bläse	Modellierung und Validierung von Fensterhebersystemen in Kraftfahrzeugen
2018	Andreas Diehm	Intelligente Regelung eines mechatronischen Systems mit Hinblick auf die Einklemmschutzabsicherung
2018	Tim Hengsbach	Anwendung von intelligenten Regelungsverfahren auf Fensterhebersysteme zur Minimierung von Einklemmkräften
2019	Adriane Farchi Pardoen	Intelligente Regelung und Identifikation eines Fensterhebersystems und Berücksichtigung von optischem Sensorfeedback
2019	Moustakoudis Konstantinos	Modellierung und intelligente Identifikation eines bürstenbehaftetes PMDC Motors mit Fokus auf das Nichtlineare Start/Block Verhalten und dessen Auswirkung auf den Ripplestrom
2020	Lukas Hacker	Adaptive Regelung am Fensterhebersystem zur Minimierung von Einklemmkräften unter Verwendung intelligenter Identifikationsverfahren zur Bestimmung von Reibkennfeldern und Systemparametern
2020	Ramy Ishak	Neuronale Pattern Recognition und Systemidentifikation an Tür- und Hecksystemen für zukünftige Automobile

Tabelle 8.7: Vom Autor betreute Abschlussarbeiten mit Bezug zur vorliegenden Dissertation

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik

bereits veröffentlicht wurden

1 Wendel, M.: Qualifizierung eines Streulichtsensors und Untersuchung erster Ansätze zur dreidimensionalen Streulichterfassung
2015, ISBN 978-3-95974-006-7 **€ 39,–**

2 Schäfer, P.: Modellbasierte Entwicklung pneumatischer Abstandssensoren für prozessintegrierte Messungen
2015, ISBN 978-3-95974-009-8 **€ 39,–**

3 Eifler, M.: Modellbasierte Entwicklung von Kalibriernormalen zur geometrischen Produktspezifikation
2016, ISBN 978-3-95974-027-2 **€ 39,–**

4 Arnecke, P.: A measurement method for characterising micro lead on ground shaft surfaces
2017, ISBN 978-3-95974-047-0 **€ 39,–**

5 Kusnezowa, T.: Möglichkeiten und Herausforderungen bei der taktilen 2D Rauheitsmessung auf Konturen
2017, ISBN 978-3-95974-050-0 **€ 39,–**

6 Torner, F. M.: Entwicklung virtueller, optischer Sensoren zur Charakterisierung geometrischer Oberflächen
2018, ISBN 978-3-95974-085-2 **€ 39,–**

7 Alapurath George, B.: Web-Based Reference Software For Characterisation Of Surface Roughness
2018, ISBN 978-3-95974-095-1 **€ 39,–**

8 Wiehr, C.: Anwenderunterstützung bei der Nutzung und Überprüfung von optischen 3D-Oberflächenmessgeräten
2019, ISBN 978-3-95974-110-1 **€ 39,–**

9 Eifler, M.: Tendenzen und Herausforderungen in der geometrischen Produktspezifikation am Beispiel der Rauheitsmesstechnik
2019, ISBN 978-3-95974-117-0 **€ 39,–**

10 Ströer, F.: Modellbasierte Entwicklung der Betriebselektronik für eine Rasterkraftsonde im Frequenzmodulationsverfahren zum Messen technischer Oberflächen
2020, ISBN 978-3-95974-129-3 **€ 39,–**

11 Mansel, H.: Pneumatische Inline-Messung formgehonter Zylinderlaufflächen
2020, ISBN 978-3-95974-141-5 **€ 39,–**

Berichte aus dem Lehrstuhl für Messtechnik und Sensorik

bereits veröffentlicht wurden

12 Sivasothy, P.: Potentialanalyse eines nichtinvasiven Sensorkonzepts zur Füllstandüberwachung bei mobilen Schüttgutsilos
2021, ISBN 978-3-95974-160-6 **€ 39,–**

13 Teto, JO D.: Isolation of a measurement platform for UAV applications
2022, ISBN 978-3-95974-175-0 **€ 39,–**

14 Karatas, A.: Comparison of model-based methods with machine learning strategies for defect reconstruction, classification, and regression in the field of measurement technology
2022, ISBN 978-3-95974-183-5 **€ 39,–**

15 Barthel, J.: Modular High Voltage DC/DC Converters and Converter Control
2022, ISBN 978-3-95974-192-7 **€ 39,–**

16 Raid, I.: Ellipso-Höhentopometrie zur Charakterisierung von technischen Oberflächen mit Materialkontrast
2023, ISBN 978-3-95974-214-6 **€ 39,–**

17 Bulun, G.: Entwicklung und Aufbau eines flächenhaft messenden Optischen Kohärenztomographen (TD-FF-OCT) für die technische Anwendung
2024, ISBN 978-3-95974-234-4 **€ 39,–**

18 Wolf, A. M.: Methoden für einen intelligenten Einklemmschutz auf Basis lernfähiger nichtlinearer Beobachtung sowie kapazitiver und optischer Messverfahren
2025, ISBN 978-3-95974-246-7 **€ 39,–**

ISBN: 978-3-95974-246-7
ISSN: 2365-9742

Kurzfassung

Im Bereich des automobilen Einklemmschutzes werden Methoden zur robusten und immer sensitiveren Detektion von Einklemmobjekten gesucht, um die Sicherheit zu erhöhen und Risiken des vollautonomen Betriebs zu minimieren. Die weit verbreiteten indirekten Detektionsverfahren erfordern eine präzise Prädiktion zeitvarianter, nichtlinearer Aktuatorlastprofile. In dieser Arbeit werden drei Detektionsansätze vorgestellt, die auf unterschiedlichen Sensorkonzepten basieren. Der erste Ansatz umfasst eine Lastprofilidentifikation anhand von lernfähiger Beobachtung, indem Unscented Kalman Filter mit neuronaler Reibungsidentifikation kombiniert werden. Die kalmanfilterbasierte Lastprofilidentifikation wird anschließend zu einem sensorlosen, beobachterfehlerbasierten Einklemmschutz erweitert. In einem zweiten Ansatz wird ein elektrostatischer Einklemmschutzprototyp auf Basis von Eigenkapazitätsänderungen vorgestellt. Mit einer mehrstufigen Validierung und dem Einsatz von seriennahen Dichtungsprototypen wird die Konzepttauglichkeit unter Randbedingungen geschlussfolgert. Der dritte Ansatz besteht in einem kamerabasierten Einklemmschutz zur berührungslosen Detektion und Klassifikation von Einklemmobjekten und -situationen. Mittels Prüfstandsvalidierung und Robustheitsanalysen werden Reaktionszeiten und Zuverlässigkeiten identifiziert, welche Rückschlüsse auf Hardware und Trainingsaufwände liefern. Mit diesen drei Ansätzen werden durch die Schaffung von Rechen- und Sensorsynergien neue Möglichkeiten für derzeitige und zukünftige Fahrzeugarchitekturen aufgezeigt.

Abstract

In the area of automotive pinch protection, methods for robust and increasingly sensitive detection of pinch objects are sought in order to increase safety and minimize the risks of autonomous driving. The widely used indirect detection methods require a precise prediction of time-variant, non-linear actuator load profiles. In this thesis, three different approaches that are based on different sensor solutions are presented. The first approach consists of load profile identification that utilizes intelligent observers by combining Unscented Kalman filters with neuronal friction identification. This Kalman-filter-based approach is then subsequently extended towards a sensorless anti-pinch detection logic that is fully based on the observer error. In a second approach, an electrostatic anti-pinch protection is presented that utilizes self-capacitance changes. The proof of concept under target conditions was concluded with a multistep validation procedure and the use of series conform sealing prototypes. The third approach consists of a camera-based pinch protection that allows touchless detection and classification of pinch objects and situations. As part of the test bench validations, reaction times and overall computation time are evaluated, which serve as indication for computational requirements. The results show compliance with functional requirements, which is evaluated as part of a robustness analysis. The three proposed approaches showcase new options that can be suitable for current and future car architectures by utilizing computational- and sensorical synergies.