

# Fehlertolerante mechatronische Aktorsysteme mit Realisierung einer elektrischen Duplex-Servolenkung

Vom Fachbereich  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung des Grades eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte Dissertation

von

**Philipp Keßler, M. Sc.**

geboren in Mainz

Referent: Prof. Dr.-Ing. Dr. h. c. Rolf Isermann

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Gerd Griepentrog

Tag der Einreichung: 18. November 2020

Tag der Prüfung: 05. Mai 2021



Fehlertolerante mechatronische Aktorsysteme mit Realisierung einer elektrischen Duplex-Servolenkung

Gemehmigte Dissertation von Philipp Keßler, M. Sc.

D 17 · Darmstadt 2022

Bitte zitieren Sie dieses Dokument als:

URN: urn:nbn:de:tuda-tuprints-208827

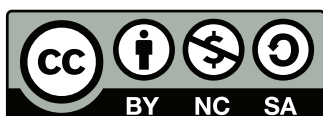
URL: <http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de/20882>

Dieses Dokument wird bereitgestellt von tuprints,

E-Publishing-Service der TU Darmstadt

<http://tuprints.ulb.tu-darmstadt.de>

[tuprints@ulb.tu-darmstadt.de](mailto:tuprints@ulb.tu-darmstadt.de)



Die Veröffentlichung steht unter folgender Creative-Commons-Lizenz:

Namensnennung – Nicht-kommerziell – Weitergabe unter gleichen Beding. 4.0 International

<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.de/>

# Vorwort

Diese Arbeit entstand im Rahmen meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter bei Prof. Dr.-Ing. Dr. h.c. Isermann am Institut für Regelungstechnik und Mechatronik der TU Darmstadt im Rahmen des DFG Forschungsprojekts „Fehlertolerante mechatronische Aktorsysteme mit Realisierung einer elektrischen Duplex-Servolenkung“.

Mein Dank gilt zuallererst Herrn Prof. Isermann für die großartige Möglichkeit wissenschaftlich arbeiten zu dürfen. Seine fachliche Kompetenz sowie sein Vertrauen in meine Fähigkeiten ermöglichten mir Freiräume, die diese Arbeit zum Erfolg führten.

Ich danke Herrn Prof. Griepentrog für die Übernahme des Korreferats und das Interesse an meiner Arbeit.

Weiter möchte ich mich bei allen Kollegen am Institut für Automatisierungstechnik bedanken. Das stets angenehme und familiäre Arbeitsklima hat Kollegen zu Freunden werden lassen. Neben den vielen aufschlussreichen, fachlichen Diskussionen mit den Kollegen, war die Hilfsbereitschaft unseres Sekretariats Ilse Brauer, Brigitte Hoppe und Corinna Fischer sowie die technische Unterstützung von Alexander Stark und Alfred Gross essenziell für den Erfolg dieser Arbeit.

Ein Dank geht auch an die Studierenden, die mich mit ihren Abschluss- und Seminararbeiten unterstützt haben.

Abschließend möchte ich mich bei meiner Familie bedanken, die mich bei dem langen Weg der Promotion begleitet, unterstützt und motiviert hat. Ein besonderer Dank gilt dabei meinen Eltern, die mir nicht nur mein Studium ermöglichten, sondern schon immer meine Interessen förderten und mir so meinen Weg geebnet haben.

Nierstein, März 2022

*Philipp Keßler*



# Inhaltsverzeichnis

<b>Symbole und Abkürzungen</b>	<b>IX</b>
<b>Kurzfassung</b>	<b>XIX</b>
<b>Abstract</b>	<b>XX</b>
<b>1 Einführung</b>	<b>1</b>
1.1 Problemstellung und Zielsetzung . . . . .	1
1.2 Stand der Technik . . . . .	2
1.3 Gliederung der Arbeit . . . . .	9
<b>2 Prüfstände</b>	<b>12</b>
2.1 Duplex-EPS Prüfstand . . . . .	12
2.2 PMSM Prüfstand . . . . .	15
<b>3 Modellbildung</b>	<b>17</b>
3.1 Elektrisches Teilsystem . . . . .	17
3.1.1 Wechselrichter . . . . .	17
3.1.2 Permanenterregte Synchronmaschine . . . . .	22
3.1.3 Parameteridentifikation des elektrischen Teilsystems . . . . .	28
3.1.4 Zusammenfassung der Teilmodelle . . . . .	31
3.1.5 Validierung des elektrischen Teilsystems . . . . .	31
3.2 Mechanisches Teilsystem . . . . .	32
3.2.1 Zahnriementrieb und Kugelumlaufgetriebe . . . . .	34
3.2.2 Lenksäule und Lenkrad . . . . .	35
3.2.3 Gesamtmodell . . . . .	35
3.2.4 Identifikation des mechanischen Teilsystems . . . . .	36
3.2.5 Validierung des mechanischen Teilsystems . . . . .	39
3.3 Zusammenfassung . . . . .	40
<b>4 Bestimmung einer geeigneten Redundanzstruktur</b>	<b>41</b>
4.1 Redundanzkonzepte . . . . .	41
4.1.1 Aktorredundanz . . . . .	41
4.1.2 Sensorredundanz . . . . .	45
4.1.3 Bestimmung der Sensorkonfiguration . . . . .	48
4.2 Fehlertolerantes Regelungskonzept . . . . .	52
4.3 Zusammenfassung . . . . .	53
<b>5 Auswirkungen des Ausfalls eines EPS-Aktors im Fahrbetrieb</b>	<b>54</b>

---

5.1	Prüfstandsregelung . . . . .	54
5.2	Doppelspurwechsel . . . . .	58
5.3	Stationäre Kreisfahrt . . . . .	63
5.4	Zusammenfassung . . . . .	65
<b>6</b>	<b>Fehlererkennung und -diagnose</b>	<b>67</b>
6.1	Grundlagen . . . . .	67
6.1.1	Fehlerarten . . . . .	67
6.1.2	Merkmalgenerierung . . . . .	68
6.1.3	Symptomgenerierung . . . . .	71
6.1.4	Fehlerisolation . . . . .	72
6.2	Angenommene Fehler . . . . .	73
6.3	Fehlerdetektion . . . . .	75
6.3.1	Merkmale und Symptome aus $r_{\text{sum}}$ . . . . .	76
6.3.2	Merkmale und Symptome aus $r_{U_{lv}}$ . . . . .	80
6.3.3	Merkmale und Symptome aus $r_{I_l}$ . . . . .	84
6.3.4	Merkmale und Symptome aus $r_T$ und $r_{\varphi_n}$ . . . . .	88
6.4	Fehlerdiagnose . . . . .	89
6.4.1	Isolation der Stromsensorfehler . . . . .	90
6.4.2	Isolation der Rotorlagewinkelsensorfehler . . . . .	93
6.4.3	Isolation einer offenen Phase . . . . .	95
6.4.4	Isolation eines Windungsschlusses . . . . .	99
6.4.5	Isolation einer Entmagnetisierung . . . . .	100
6.4.6	Isolation von Lenkwinkel- und Drehmomentensensorfehler . . . . .	102
6.5	Zusammenfassung . . . . .	103
<b>7</b>	<b>Rekonfiguration eines permanenterregten Synchronmotors</b>	<b>105</b>
7.1	Klassische Stromregelung . . . . .	105
7.2	Grundlagen Internal Model Control . . . . .	105
7.3	Regelung einer PMSM mittels IMC . . . . .	107
7.3.1	Vergleich IMC mit PI-Regler . . . . .	110
7.4	Adaption im Fehlerfall . . . . .	112
7.4.1	Stromsensorfehler . . . . .	112
7.4.2	Entmagnetisierung . . . . .	114
7.4.3	Windungsschluss . . . . .	117
7.4.4	Grenzen der Adaption im Fehlerfall . . . . .	119
7.5	Zusammenfassung . . . . .	122
<b>8</b>	<b>Rekonfiguration eines Duplex-permanenterregten Synchronmotors</b>	<b>124</b>
8.1	Vergleich zwischen zwei seriell angeordneten Motoren und einem 6-Phasenmotor	124
8.2	Erweiterung des IMC Ansatzes . . . . .	124
8.2.1	Statische Aufteilung des Sollmoments . . . . .	126
8.2.2	Verkopplung der Modellfehler . . . . .	127

8.2.3	Rekonfiguration der Verkopplungsregelung . . . . .	127
8.3	Zusammenfassung . . . . .	129
<b>9</b>	<b>Rekonstruktion von Sensorsignalen</b>	<b>131</b>
9.1	Relevante Sensorsignale . . . . .	131
9.2	Schätzverfahren für $\varphi_{el}$ , $\omega_{el}$ und $I_t$ . . . . .	132
9.2.1	Extended Kalmanfilter . . . . .	132
9.2.2	Erweiterungen des EKF . . . . .	133
9.2.3	Anwendung des EKF auf das System . . . . .	133
9.2.4	Konstruktion des Stützsignals $\tilde{\varphi}_{el}$ . . . . .	137
9.2.5	Modellierung der Mess- und Systemvarianz . . . . .	139
9.3	Rekonstruktion des Rotorlagewinkels . . . . .	142
9.3.1	Einstellen der Filterparameter . . . . .	143
9.3.2	Schätzgüte . . . . .	146
9.4	Rekonstruktion im Fahrbetrieb . . . . .	149
9.5	Rekonstruktion der Ströme . . . . .	151
9.6	Rekonstruktion des Lenkradwinkels . . . . .	151
9.7	Zusammenfassung . . . . .	152
<b>10</b>	<b>Zusammenfassung</b>	<b>153</b>
<b>Anhang</b>		<b>156</b>
A.1	Diskretisierung . . . . .	156
A.2	Transformationen . . . . .	156
A.2.1	Clarke-Transformation . . . . .	156
A.2.2	Park-Transformation . . . . .	156
A.3	Berechnung der Ausfallraten der untersuchten Duplex-Anordnungen . . . . .	157
A.3.1	Parallele Anordnung <i>A</i> mit Riementrieb ohne Kupplung . . . . .	158
A.3.2	Parallele Anordnung <i>B</i> mit Riementrieb mit Kupplung . . . . .	158
A.3.3	Parallele Anordnung <i>C</i> mit selbsthemmenden Differenzialgetriebe . . . . .	159
A.3.4	Anordnung <i>D</i> mit Differenzialgetriebe ohne Selbsthemmung . . . . .	159
A.3.5	Serielle Anordnung <i>E</i> ohne Kupplung . . . . .	160
A.3.6	Serielle Anordnung <i>F</i> mit Kupplung . . . . .	160
A.4	Statistik . . . . .	161
A.4.1	Root Mean Squared Error . . . . .	161
A.4.2	Quadrierter Korrelationskoeffizient . . . . .	161
A.5	Verbesserung der Momentenwelligkeit . . . . .	162
<b>Literaturverzeichnis</b>		<b>165</b>
<b>Tagungsbeträge mit veröffentlichtem Berichtband</b>		<b>172</b>
<b>Tagungsbeträge ohne veröffentlichtem Berichtband</b>		<b>173</b>



# Symbole und Abkürzungen

## Lateinische Symbole und Formelzeichen

Symbol	Beschreibung	Einheit
$A_g$	Maximal durchflutete Fläche einer Phase	$m^2$
$A_p$	Fläche eines Polpaars	$m^2$
$A_w$	Fläche einer Wicklung	$m^2$
$A_t$	Durchflutete Fläche	$m^2$
$b_{low}$	Untere Grenze des Beschleunigungspotenzials die überschritten werden muss, um auf $\omega_{el}$ zu wirken	
$b_\omega$	Breite der Totzone von $T_\omega$	
$B_{PM}$	magnetische Flussdichte	T
$B_r$	Remanenz	T
$c_g$	Gesamtsteifigkeit des Duplexaktorsystems	N/m
$c_{KU}$	Steifigkeit des Kugelumlaufgetriebes	N/m
$c_{Le}$	Steifigkeit der Lenksäule	Nm/rad
$c_0$	Parameter zur Verkleinerung von $b_{low}$	
$C_\phi$	Flusskompressionsfaktor	
$C_\omega$	Offset um den $T_\omega$ vergrößert wird, wenn das elektrische Moment die trockene Reibung überschreitet	s
$d$	Störgröße	
$d_g$	Gesamtdämpfung des Duplexaktorsystems	Ns/m
$d_{KU}$	Dämpfung des Kugelumlaufgetriebes	Ns/m
$d_{Le}$	Lagerreibung am Lenkrad	Nms/rad
$d_R$	Gesamtreibung	Nms/rad
$d_{R,KU}$	Lagerreibung des Kugelumlaufgetriebes	Nms/rad
$d_{R,M}$	Lagerreibung des Motors	Nms/rad
$d_t$	Tastverhältnisse der Phase $t$	
$e_{O,\alpha\beta}$	Induzierte Spannung mit Oberwellen in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert	V
$e_{O,t}$	Induzierten Spannung mit berücksichtigten Oberwellen in Phase a	V
$e_{\alpha\beta}$	Induzierte Spannung in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert	V
$e_t$	Induzierte Spannung in Phase $t$	V
$f_{De}$	Motor Fehler: Entmagnetisierung	
$\hat{f}_{De}$	Geschätzer Motor Fehler: Entmagnetisierung	
$f_{D_t,p}$	Umrichter Fehler: Defekte $p$ te Diode in Phase $t$	
$f_F$	Mechanik Fehler: Reibungsänderung	N
$f_G$	Grenzfrequenz	Hz
$f_{I_g}$	Verstärkungsfehler Stromsensor	
$f_{I_t,g}$	Verstärkungsfehler Stromsensor Phase j	

Symbol	Beschreibung	Einheit
$f_{I_{\iota,o}}$	Offsetfehler Stromsensor Phase j	A
$f_{I_o}$	Offsetfehler Stromsensor	A
$f_{O_{\iota}}$	Umrichter Fehler: Leitungsbruch in Phase $\iota$	
$f_{S_{\iota,p}}$	Umrichter Fehler: Defekter $p$ ter IGBT in Phase $\iota$	
$f_{T_{SCn}}$	Fehler Lenkmomentensensor i	
$\hat{f}_{W_a}$	Geschätzer Motor Fehler: Windungsschluss in Phase a	
$f_{W_{\alpha}}$	Windungsschlussfehler bezogen auf die kartesische $\alpha$ -Koordinate	
$f_{W_{\iota}}$	Motor Fehler: Windungsschluss in Phase j	
$f_{y_g}$	Sensor Fehler: Verstärkungsfehler	
$f_{y_o}$	Sensor Fehler: Offsetfehler	
$f_{\varphi_g}$	Verstärkungsfehler Rotorlagewinkelsensor	
$f_{\varphi_o}$	Offsetfehler Rotorlagewinkelsensor	rad
$f_{\varphi_{Le}}$	Fehler Lenkmwinkelsensor	
$f_2$	Aufteilungsfaktor zur Stellgrößenaufteilung	
$F_{Aktor}$	Vom Aktor erzeugte Kraft	N
$F_{c,KU}$	Dämpferschnittkraft am Kugelumlaufgetriebe	N
$F_{d,KU}$	Federschnittkraft am Kugelumlaufgetriebe	N
$F_L$	Lastkraft	N
$F_{mess}$	Gemessene Kraft an der Kraftmessdose	N
$F_{rack}$	Zahnstangenkraft	N
$F_{RZ}$	Kraft am Ritzel	N
$g_I$	Vom Sollstrom $I_q$ abhängiger Verstärkungsfaktor des, dem gemessenen Stroms additiv aufgeschalteten, Sinunssignals	
$g_{\omega_{el}}$	Von elekt. Rotorgeschwindigkeit abhängiger Verstärkungsfaktor des, dem gemessenen Stroms additiv aufgeschalteten, Sinunssignals	
$G_{filt}$	Übertragungsfunktion $PT_1$ -Filter	
$G_{filt,I}$	Übertragungsfunktion des Tiefpassfilters zur Filterung der Stromsignale	
$G_{flank}$	Übertragungsfunktion des Flankenfilters	
$G_{PT_n}$	Verzögerungsglied $n$ -ter Ordnung	
$I_a$	Strom in Phase a	A
$I_b$	Strom in Phase b	A
$I_c$	Strom in Phase c	A
$I_d$	Feldbildender Strom in rotorfesten Koordinaten	A
$\hat{I}_d$	Geschätzer $d$ -Strom	A
$I_{d_i}$	Feldbildender Strom in rotorfesten Koordinaten für Motor $i$	A
$I_{d_{soll}}$	Feldbildender Sollstrom in rotorfesten Koordinaten	A
$I_{d_{soll,i}}$	Feldbildender Sollstrom in rotorfesten Koordinaten für Motor $i$	A
$I_{Diode}$	Strom durch Diode	A
$I_{krit}$	Stromstärke die mindest benötigt wird, um parasitäre Kapazität zu laden	A
$i_{KU}$	Übersetzung Kugelumlaufgetriebe	rad/m
$I_l$	Ströme der Phasen/rotorfesten Koordinaten $l$	A
$\hat{I}_l$	Berechnete Ströme der Phasen/rotorfesten Koordinaten $l$	A

Symbol	Beschreibung	Einheit
$I_m$	Ströme $I_d$ und $I_q$ in rotorfesten Koordinaten	A
$\hat{I}_m$	Berechnete Ströme $I_d$ und $I_q$ in rotorfesten Koordinaten	A
$I_{\text{mess}}$	Gemessener Strom	A
$I_q$	Momentenbildender Strom in rotorfesten Koordinaten	A
$\hat{I}_q$	Geschätzer $q$ -Strom	A
$I_{q,\text{filt}}$	Mittels Butterworthfilter gefilterter Wirkstrom	A
$I_{qi}$	Wirkstrom in rotorfesten Koordinaten in Motor $i$	A
$\hat{I}_{qi}$	Berechneter Modellwirkstrom von Motor $i$	A
$I_{q,\text{soll}}$	Sollwirkstrom in rotorfesten Koordinaten	A
$I_{q,\text{soll},i}$	Sollwirkstrom in rotorfesten Koordinaten für Motor $i$	A
$I_{q,\text{sum}}$	Gesamtwirkstrom	A
$I_r$	Reservestrom	A
$I_{\text{Rast}}$	Zum Rastmoment proportionaler Strom	A
$i_{\text{Le}}$	Übersetzung Ritzel	rad/m
$i_{\text{ZR}}$	Übersetzung Zahnriementrieb	
$I_\alpha$	Statorfester Strom in kartesischer $\alpha$ -Koordinate	A
$\hat{I}_\alpha$	Geschätzer $\alpha$ -Strom	A
$\hat{I}_{\alpha,\text{filt}}$	Tiefpassgefilterter berechneter $\alpha$ -Modellstrom	A
$I_{\alpha,\text{soll}}$	Statorfester Sollstrom in kartesischer $\alpha$ -Koordinate	A
$\mathbf{I}_{\alpha\beta}$	Vektor der Ströme in $\alpha\beta$ -Koordinaten	A
$\hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta}$	Statorfeste Modellströme in kartesischen Koordinaten	A
$\mathbf{I}_{\alpha\beta,i}$	Statorfeste Ströme in kartesischen Koordinaten in Motor $i$	A
$\hat{\mathbf{I}}_{\alpha\beta,i}$	Statorfeste Modellströme in kartesischen Koordinaten für Motor $i$	A
$I_\beta$	Statorfester Strom in kartesischer $\beta$ -Koordinate	A
$\hat{I}_\beta$	Geschätzer $\beta$ -Strom	A
$\hat{I}_{\beta,\text{filt}}$	Tiefpassgefilterter berechneter $\beta$ -Modellstrom	A
$I_{\beta,\text{soll}}$	Statorfester Sollstrom in kartesischer $\beta$ -Koordinate	A
$I_\iota$	Strom in der Phase $\iota$	A
$\hat{I}_\iota$	Berechneter Strom in der Phase $\iota$	A
$I_{\iota,\text{mess}}$	Gemessener Phasenstrom in Phase $\iota$	A
$J$	Gesamträgheitsmoment	kgm <sup>2</sup>
$J_{\text{KU}}$	Trägheitsmoment des Kugelumlaufgetriebes	kgm <sup>2</sup>
$J_{\text{Le}}$	Trägheitsmoment der Lenksäule	kgm <sup>2</sup>
$J_{\text{M}}$	Trägheitsmoment des Motors	kgm <sup>2</sup>
$k^*$	Relevante Oberwellen	
$K_1$	Streufaktor	
$K_r$	Reluktanzfaktor	
$l_c$	Länge der Feldlinien durch Stator und Rotor	m
$l_m$	Länge der Permanentmagnete in Richtung der Magnetisierung	m
$l_{\text{st}}$	Statorlänge	m
$l_w$	Länge einer Wicklung	m
$\mathbf{L}_{\alpha\beta}$	Induktivitätsmatrix in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert	H

Symbol	Beschreibung	Einheit
$L_\iota$	Hauptinduktivität in Phase $\iota$	H
$L_{\iota\nu}$	Gegeninduktivität zwischen Phase $\iota$ und $\nu$	H
$m_Z$	Masse Zahnstange	kg
$m_\omega$	Steigung von $T_\omega$	
$M_{el}$	Elektrisches Motormoment	Nm
$M_{el,i}$	Elektrisches Moment von Motor $i$	Nm
$M_{Fluss}$	Moment aufgrund der Flussverkettung	Nm
$M_c$	Trockene Reibung	Nm
$m_{KU}$	Masse der Kugeln im Kugelumlaufgetriebe	kg
$M_{KU}$	Moment am Kugelgewindetrieb	Nm
$M_{Le}$	Handmoment des Fahrers	Nm
$M_{Rast}$	Rastmoment	Nm
$M_{Reluk}$	Reluktanzmoment	Nm
$M_{RZ}$	Moment am Ritzel	Nm
$M_{soll}$	Sollmoment	Nm
$M_{soll,i}$	Sollmoment von Motor $i$	Nm
$M_{SC}$	Drehmoment an der Lenksäule	Nm
$M_{SC,\eta}$	Gemessenes Drehmoment an der Lenksäule von Sensor $\eta$	Nm
$n$	Emissionskoeffizient	
$N_Z$	Anzahl an Statorzähne	
$N_\iota$	Windungszahl der Phase $\iota$	
<b>Q</b>	IMC-Regler	
$Q_{ideal}$	Ideale Steuerung	
$q_\alpha$	Mittelwertmodellanteil der $\alpha$ -Spannung	V
$q_\beta$	Mittelwertmodellanteil der $\beta$ -Spannung	V
$\hat{Q}_i$	IMC-Regler von Motor $i$	
$r_{I_l}$	Stromresiduen der Phasen/rotorfesten Koordinaten $l$	A
$r_{I_l}^{+-}$	Sich ergebende Merkmale durch die Filterung der fallenden (+) oder steigenden (-) Flanken von $r_{I_l}$	
$r_{I_m}$	Stromresiduen in den rotorfesten Koordinaten $d$ und $q$	A
$r_{I_m}^{+-}$	Sich ergebende Merkmale durch die Filterung der fallenden (+) oder steigenden (-) Flanken von $r_{I_m}$	
$r_{ l }$	Sich ergebendes Merkmal aus der Summe der Beträge von $r_{I_l}$	
$r_{I_\iota}$	Stromresiduen der Phase $\iota$	A
$r_{I_\iota}^{+-}$	Sich ergebende Merkmale durch die Filterung der fallenden (+) oder steigenden (-) Flanken von $r_{I_\iota}$	
$\bar{r}_{I_\iota}^{+-}$	Sich ergebende Merkmale durch das Halten der Merkmale $r_{I_\iota}^-$ für $240^\circ$	
$r_{KU}$	Radius des Zahnrades seitens des Kugelumlaufgetriebes	m
$r_M$	Radius des Zahnrades seitens des Motors	m
$R_m$	Magnetischer Widerstand (Reluktanz)	A/Vs
$r_{RZ}$	Radius Ritzel	m
$r_{st}$	Statorinnenradius	m

Symbol	Beschreibung	Einheit
$r_{\text{sum}}$	Sich ergebendes Stromresiduum aus der Summe aller Phasenströme	A
$r_{\text{T}}$	Residuum aus den beiden gemessenen Handmomentsignalen	Nm
$r_{\text{U}_{\iota\nu}}$	Spannungsresiduen der verketteten Spannungen der Phasen $\iota$ und $\nu$	V
$r_{\text{U}_{\iota\nu,\text{filt}}}$	PT <sub>1</sub> gefilterte Spannungsresiduen $r_{\text{U}_{\iota\nu}}$	
$r_{\text{U}_{\iota\nu}}^{+-}$	Sich ergebende Merkmale durch die Filterung der fallenden (+) oder steigenden (-) Flanken von $r_{\text{U}_{\iota\nu,\text{filt}}}$	
$r_{\text{Z}}$	Radius der Zahnstange	m
$\mathbf{R}_{\alpha\beta}$	Widerstandsmatrix in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformiert	$\Omega$
$R_{\iota}$	Widerstand in Phase $\iota$	$\Omega$
$r_{\varphi_{\eta}}$	Residuen aus gemessenem und berechneten Lenkradwinkel in Abhängigkeit des Momentensensors $\eta$	rad
$S$	Zu regelndes System	
$\hat{S}$	Systemmodell	
$s_{\text{d}>\text{q}}^{+-}$	Symptome aus dem Vergleich der Merkmale $r_{\text{Id}}^{+}$ und $r_{\text{Iq}}^{-}$ (+) und der Merkmale $r_{\text{Id}}^{-}$ und $r_{\text{Iq}}^{+}$ (-)	
$s_{\Delta\text{I}_{\iota}}^{+-}$	Symptome aus dem Vergleich der Merkmale $r_{\text{I}_{\iota}}^{+}$ und $r_{\text{I}_{\nu}}^{-}$ (+) und der Merkmale $r_{\text{I}_{\iota}}^{-}$ und $r_{\text{I}_{\nu}}^{+}$ (-)	
$\bar{s}_{\Delta\text{I}_{\iota}}^{+-}$	Symptome aus dem Vergleich der Merkmale $\bar{r}_{\text{I}_{\iota}}^{+}$ und $\bar{r}_{\text{I}_{\nu}}^{+}$ (+) und der Merkmale $\bar{r}_{\text{I}_{\iota}}^{-}$ und $\bar{r}_{\text{I}_{\nu}}^{-}$ (-)	
$\hat{S}_1^*$	Modell des fehlerbehafteten Motors, mit der Annahme das der Fehler in Motor 1 aufgetreten ist	
$\hat{S}_{\text{inv}}$	Invertierbarer Anteil des Systemmodells	
$\hat{S}_{\text{T}}$	Nicht invertierbarer Anteil des Systemmodells	
$s_{\text{I}_{\text{m}}}^{+-}$	Symptome aus Merkmalen $r_{\text{I}_{\text{m}}}^{+-}$ und Schwelle $t_{\text{I}_{\text{r}}}$	
$s_{\text{I}_{\text{o}}}$	Symptome aus Merkmalen $f_{\text{I}_{\text{o}}}$ und Schwelle $t_{\text{I}_{\text{o}}}$	
$s_{ \text{I} }$	Symptome aus Merkmalen $r_{ \text{I} }$ und Schwelle $t_{ \text{I} }$	
$\bar{s}_{ \text{I} }$	Für die Strecke $\pi$ rad des elektrischen Rotorlagewinkels gehaltene Symptome $s_{ \text{I} }$	
$s_{\text{I}_{\text{L,g}}}$	Symptome aus Merkmalen $f_{\text{I}_{\text{L,g}}}$ und Schwelle $t_{\text{I}_{\text{g}}}$	
$s_{\text{I}_{\text{L}}}^{+-}$	Symptome aus Merkmalen $r_{\text{I}_{\text{L}}}^{+-}$ und Schwelle $t_{\text{I}_{\text{L}}}$	
$\bar{s}_{\text{I}_{\text{L}}}^{+-}$	Für die Strecke $\pi$ rad des elektrischen Rotorlagewinkels gehaltene Symptome $s_{\text{I}_{\text{L}}}^{+-}$	
$s_{\text{T}}$	Symptom aus Merkmal $r_{\text{T}}$ und Schwelle $t_{\text{T}}$	
$s_{\text{U}_{\Delta\text{I}}}^{+-}$	Symptome aus der Differenz der Merkmale $r_{\text{U}_{\iota\nu}}^{+}$ und $r_{\text{U}_{\nu\iota}}^{-}$ (+) und der Differenz der Merkmale $r_{\text{U}_{\iota\nu}}^{-}$ und $r_{\text{U}_{\nu\iota}}^{+}$ (-)	
$s_{\text{U}_{\text{h}\text{j}\nu}}^{+-}$	Symptome aus Merkmalen $r_{\text{U}_{\iota\nu}}^{+-}$ und Schwelle $t_{\text{U}_{\text{h}}}$	
$s_{\text{U}_{\text{L}\nu}}^{+-}$	Symptome aus Merkmalen $r_{\text{U}_{\text{L}\nu}}^{+-}$ und Schwelle $t_{\text{U}}$	
$\bar{s}_{\text{U}_{\text{L}\nu}}^{+-}$	Für die Strecke $\pi$ rad des elektrischen Rotorlagewinkels gehaltene Symptome $s_{\text{U}_{\text{L}\nu}}^{+-}$	
$s_{\varphi_{\eta}}$	Symptome aus Merkmalen $r_{\varphi_{\eta}}$ und Schwelle $t_{\varphi}$	
$T_{\text{filt,a}}$	Filterzeitkonstante zur Filterung des Beschleunigungspotenzials	s
$T_{\text{b}}$	Blockierungszeit IGBT	s

Symbol	Beschreibung	Einheit
$T_C$	Clarke-Transformationsmatrix	
$T_{\text{est}}$	Abtastzeit der Schätzalgorithmen	s
$T_{\text{filt}}$	$PT_1$ Zeitkonstante	s
$T_{\text{filt},I}$	Zeitkonstante des Tiefpassfilters mit dem die gemessenen Ströme gefiltert werden	s
$T_{\text{filt},\tilde{\varphi}_{el}}$	Filterzeitkonstante zur Bestimmung der Standardabweichung $\sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}$	s
$T_{\text{flank}}$	Zeitkonstante des Flankenfilters	s
$t_{I_g}$	Adaptive Schwelle für die Strom-Verstärkungsfehlersymptome	
$t_{I_g,\text{add}}$	Adaptiver Anteil von $t_{I_g}$	
$t_{I_g,0}$	Konstanter Basiswert der adaptiven Schwelle $t_{I_g}$	
$t_{I_o}$	Adaptive Schwelle für die Strom-Offsetfehlersymptome	A
$t_{I_o,0}$	Konstanter Basiswert der adaptiven Schwelle $t_{I_o}$	A
$t_{I_r}$	Konstante Schwelle für die rotorfesten Stromsymptome	A
$t_{I_s}$	Konstante Schwelle für die statorfesten Stromsymptome	A
$t_{ I }$	Konstante Schwelle für das Summenstromsymptom	A
$T_{\text{off}}$	Ausschaltzeit IGBT	s
$T_{\text{on}}$	Einschaltzeit IGBT	s
$T_P$	Park-Transformationsmatrix	
$T_{\text{PWM}}$	Abtastzeit PWM	s
$T_s$	Abtastzeit	s
$T_{r_U}$	Filterzeitkonstante zur Filterung des Residuums $r_{U_{lv}}$	s
$t_T$	Konstante Schwelle für die Momentensymptome	Nm
$t_U$	Adaptive Schwelle für die Spannungssymptome	V
$t_{U_a}$	Adaptiver Anteil von $t_U$	V
$t_{U_h}$	Erhöhte adaptive Schwelle für die Spannungssymptome	V
$t_{U_{ha}}$	Adaptiver Anteil von $t_U$	V
$t_{U_{h0}}$	Konstanter Basiswert der adaptiven Schwelle $t_{U_h}$	V
$t_{U_0}$	Konstanter Basiswert der adaptiven Schwelle $t_U$	V
$t_\varphi$	Konstante Schwelle für die Lenkwinkelsymptome	rad
$T_\omega$	Zeitkonstante zur Modellierung der Änderung der Winkelgeschwindigkeit	s
$T_{\omega_0}$	Offset, dass $T_\omega$ nicht Null wird	s
$T_{\omega_0,\text{est}}$	Geschätztes $T_{\omega_0}$	s
$U_{ab}$	Verkettete Spannung zwischen Phase $a$ und $b$	V
$\check{U}_{ab,k}$	Fouriekoeffizienten der verketteten Spannung $U_{ab}$	V
$\hat{U}_{ab,k}$	Amplitude der $k$ ten Oberwelle der verketteten Spannung $U_{ab}$	V
$U_C$	Spannung an der parasitären Kapazität	V
$U_d$	Rotorfeste Spannung in kartesischer $d$ -Koordinate	V
$U_{\text{DC}}$	Zwischenkreisspannung	V
$U_{\text{Diode}}$	Spannungsabfall an einer Diode	V
$U_{\text{Diode},\iota}$	Spannungsabfall an einer Diode in Phase $\iota$	V
$U_{\text{IGBT},\iota}$	Spannungsabfall an einem IGBT in Phase $\iota$	V
$U_{\text{off}}$	Spannungsabfall beim öffnen der Phase	V

Symbol	Beschreibung	Einheit
$U_{on}$	Spannungsabfall beim schließen der Phase	V
$U_q$	Rotorfeste Spannung in kartesischer $q$ -Koordinate	V
$U_{SP}$	Sternspannung	V
$U_{S\iota}$	Phasenspannung in der Phase $\iota$	V
$\hat{U}_{S\iota}$	Berechnete Phasenspannung in der Phase $\iota$	V
$U_{S\iota 0,eff}$	Effektive Leiter-Erde-Spannung in Phase $\iota$	V
$\hat{U}_{S\iota 0}$	Berechnete Leiter-Erde-Spannung in Phase $\iota$	V
$U_{S\iota 0}$	Leiter-Erde-Spannung des reinen Mittelwertmodells in Phase $\iota$	V
$U_t$	Ideale Spannung	V
$U_T$	Temperaturspannung	V
$U_{TG}$	Spannungsabfall durch nicht ideale Schalter	V
$U_{TG_t}$	Spannungsabfall durch nicht ideale Schalter in Phase $\iota$	V
$U_{TG_{max}}$	Maximaler Spannungsabfall durch nicht ideale Schalter	V
$U_{VL_t}$	Spannungsabfall an Freilaufdiode und IGBT in Phase $\iota$	V
$U_\alpha$	Statorfeste Spannung in kartesischer $\alpha$ -Koordinate	V
$\hat{U}_\alpha$	Berechnete $\alpha$ -Spannung	V
$U_\beta$	Statorfeste Spannung in kartesischer $\beta$ -Koordinate	V
$\hat{U}_\beta$	Berechnete $\beta$ -Spannung	V
$V_{De}$	Vorfilter für den Sollwert $I_{q,soll}$ bei einer Entmagnetisierung	
$v_{rack}$	Zahnstangengeschwindigkeit	m/s
$v_{rack,soll}$	Sollgeschwindigkeit der Zahnstange	m/s
$\mathbf{V}_V$	Vorfilter zum Aufteilen des Gesamtsollwirkstroms auf die zwei Motoren	
$V_{Wa}$	Vorfilter für den Sollwert $I_{\alpha,soll}$ bei einem Windungsschluss	
$x$	Fahrzeugposition in Längsrichtung	m
$\hat{x}$	Allgemein berechnete Größe	
$x_{KU}$	Translatorische Position am Kugelumlaugetriebe	m
$x_{mess}$	Allgemein gemessene Größe	
$x_{rack}$	Zahnstangenposition	m
$y$	Fahrzeugposition in Querrichtung	m
$y_{filt}$	Ausgang PT <sub>1</sub> -Filter	
$y_{flank}$	Ausgang des Flankenfilters	
$y_{HiL}$	Fahrzeugposition in Querrichtung beim Hardware in the Loop Versuch	m
$y_{SiL}$	Fahrzeugposition in Querrichtung beim Software in the Loop Versuch	m
$z_t$	Schaltsignal der Phase $\iota$	
$z_{t-}$	Schaltsignal des unteren IGBT in Phase $\iota$	
$z_{t+}$	Schaltsignal des oberen IGBT in Phase $\iota$	

## Griechische Symbole und Formelzeichen

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\delta_{\text{const}}$	Luftspalt zwischen Rotor und Statorzahn	m
$\delta_{\text{p}}$	Luftspaltbreite	m
$\delta_{\text{var}}$	Eindringtiefe der Feldlinien in die Nut	m
$\Delta f_{\text{W}_a}$	Schätzfehler bei der Schätzung des Windungsschlusses	
$\Delta \hat{f}_{\text{W}_a}$	Geschätzte Stärke des Windungsschlusses	
$\Delta I_{\alpha}$	Modellfehler für den Strom $I_{\alpha}$	A
$\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta}$	Modellfehler in $\alpha\beta$ -Koordinaten	A
$\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_i}$	Modellfehler in $\alpha\beta$ -Koordinaten für Motor $i$	A
$\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum}}}$	Gesamtmodellfehler in $\alpha\beta$ -Koordinaten für Motor 1 und 2	A
$\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum},i}}$	Anteil des Gesamtmodellfehlers in $\alpha\beta$ -Koordinaten der zur Regelung von Motor $i$ zurückgeführt wird	A
$\Delta I_{\beta}$	Modellfehler für den Strom $I_{\beta}$	A
$\Delta I_{\text{qsoll},1}$	Anteil des momentenbildenden Stroms, den der fehlerfreie Motor zusätzlich stellen muss	A
$\Delta v_{\text{rack}}$	Differenz zwischen gemessener und berechneter Zahnstangengeschwindigkeit	m/s
$\Delta x_{\text{rack}}$	Differenz zwischen gemessener und berechneter Zahnstangenposition	m
$\Delta y$	Modellfehler	
$\Delta y_{\text{SiL/HiL}}$	Differenz in Querrichtung zwischen Software in the Loop Versuch und Hardware in the Loop Versuch	m
$\theta_{\text{c}}$	Winkel ab dem die Eindringtiefe der Feldlinien begrenzt wird	rad
$\theta_{\text{p}}$	Winkel der Polteilung	rad
$\theta_{\text{s}}$	Nutteilung	rad
$\theta_{\text{t}}$	Winkel eines Statorzahns	rad
$\lambda_{\text{A}}$	Ausfallrate Anordnung A	FIT
$\lambda_{\text{A}_{1,2}}$	Ausfallrate der einzelnen Pfade der parallelen Komponenten in Anordnung A	FIT
$\lambda_{\text{A}_{\text{par}}}$	Ausfallrate der parallelen Komponenten in Anordnung A	FIT
$\lambda_{\text{B}}$	Ausfallrate Anordnung B	FIT
$\lambda_{\text{B}_{1,2}}$	Ausfallrate der einzelnen Pfade der parallelen Komponenten in Anordnung B	FIT
$\lambda_{\text{B}_{\text{par}}}$	Ausfallrate der parallelen Komponenten in Anordnung B	FIT
$\lambda_{\text{Bremse}}$	Ausfallrate Bremse	FIT
$\lambda_{\text{C}}$	Ausfallrate Anordnung C	FIT
$\lambda_{\text{C}_{1,2}}$	Ausfallrate der einzelnen Pfade der parallelen Komponenten in Anordnung C	FIT
$\lambda_{\text{C}_{\text{par}}}$	Ausfallrate der parallelen Komponenten in Anordnung C	FIT
$\lambda_{\text{D}}$	Ausfallrate Anordnung D	FIT
$\lambda_{\text{D}_{1,2}}$	Ausfallrate der einzelnen Pfade der parallelen Komponenten in Anordnung D	FIT

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\lambda_{D_{\text{par}}}$	Ausfallrate der parallelen Komponenten in Anordnung D	
$\lambda_E$	Ausfallrate Anordnung E	FIT
$\lambda_{\text{ECU}}$	Ausfallrate ECU	FIT
$\lambda_{E_{1,2}}$	Ausfallrate der einzelnen Pfade der parallelen Komponenten in Anordnung E	FIT
$\lambda_{E_{\text{par}}}$	Ausfallrate der parallelen Komponenten in Anordnung E	FIT
$\lambda_F$	Ausfallrate Anordnung F	FIT
$\lambda_{F_{1,2}}$	Ausfallrate der einzelnen Pfade der parallelen Komponenten in Anordnung F	FIT
$\lambda_{F_{\text{par}}}$	Ausfallrate der parallelen Komponenten in Anordnung F	FIT
$\lambda_i$	Ausfallraten $i$ einer Anordnung	FIT
$\lambda_{\text{Kugellager}}$	Ausfallrate Kugellager	FIT
$\lambda_{\text{Kupplung}}$	Ausfallrate Kupplung	FIT
$\lambda_{\text{Motor}}$	Ausfallrate Motor	FIT
$\lambda_{\text{par}}$	Ausfallrate parallele Anordnung	FIT
$\lambda_{\text{Planetengetriebe}}$	Ausfallrate Planetengetriebe	FIT
$\lambda_{\text{Positionssensor}}$	Ausfallrate Positionssensor	FIT
$\lambda_{\text{Riementrieb}}$	Ausfallrate Riementrieb	FIT
$\lambda_{\text{ser}}$	Ausfallrate serielle Anordnung	FIT
$\lambda_{\text{Schneckengetriebe}}$	Ausfallrate Schneckengetriebe	FIT
$\lambda_{\text{Stromsensor}}$	Ausfallrate Stromsensor	FIT
$\lambda_t$	Vergessenheitsfaktor nach Erkennung eines Fehlers	FIT
$\lambda_{\text{Umrichter}}$	Ausfallrate Umrichter	FIT
$\lambda_{\text{Welle}}$	Ausfallrate Welle	FIT
$\lambda_{\omega_{\text{el}}}$	Vergessenheitsfaktor für keine Drehzahlen	
$\lambda_0$	Vergessenheitsfaktor vor Erkennung eines Fehlers	
$\mu_r$	Permeabilitätszahl	
$\mu_0$	Magnetische Permeabilität	VS/Am
$\sigma_\omega$	Standardabweichung der elektrischen Winkelgeschwindigkeit	rad/s
$\sigma_{\omega_0}$	Untere Grenze der Standardabweichung $\sigma_\omega$	rad/s
$\sigma_{\tilde{\varphi}_{\text{el}}}$	Standardabweichung der Stützgröße $\tilde{\varphi}_{\text{el}}$	rad
$\varphi_{\text{el}}$	Elektrischer Rotorlagewinkel	rad
$\hat{\varphi}_{\text{el}}$	Geschätzter elektrischer Winkel	rad
$\tilde{\varphi}_{\text{el}}$	Rekonstruierter elektrischer Winkel zur Stützung des Kalmanfilters	rad
$\varphi_{\text{el,real}}$	Nicht angepasster gemessener Rotorlagewinkel	rad
$\varphi_{\text{KU}}$	Lagewinkel des Kugelumlaufgetriebes	rad
$\varphi_L$	Lenkwinkel	rad
$\varphi_{\text{Le}}$	Winkel am Lenkrad	rad
$\hat{\varphi}_{\text{Le}}$	Rekonstruktion des Lenkradwinkels	rad
$\varphi_{\text{Le,soll}}$	Solllenkwinkel	rad
$\hat{\varphi}_{\text{Le}\eta}$	Rekonstruktion des Lenkradwinkels mittels Momentensensor $\eta$	rad
$\varphi_{\text{mess}}$	Gemessener Rotorlagewinkel	rad
$\varphi_{\text{RZ}}$	Winkel am Ritzel	rad

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\phi_l$	magnetischer Fluss	Wb
$\varphi_0$	Phasenwinkel	rad
$\varphi_1$	Rotorlagewinkel des ersten Motors	rad
$\varphi_2$	Rotorlagewinkel des zweiten Motors	rad
$\Psi_{PM}$	Flussverkettung	Vs
$\check{\Psi}_{PM_l}$	Amplitude der Flussverkettung in Phase $l$	Vs
$\check{\Psi}_{PM_l,k}$	Amplitude der $k$ ten Oberwelle der Flussverkettung in Phase $l$	Vs
$\Psi_l$	Flussverkettung in Phase $l$	Vs
$\omega_{el}$	Elektrische Winkelgeschwindigkeit	rad/s
$\hat{\omega}_{el}$	Geschätzte elektrische Winkelgeschwindigkeit	rad/s
$\omega_{el0}$	Obere Grenze des elektrischen Winkelgeschwindigkeitsbereichs zur Bestimmung von $b_{low}$	rad/s
$\omega_{mess}$	Gemessene Winkelgeschwindigkeit	rad/s
$\omega_{soll}$	Sollwinkelgeschwindigkeit	rad/s

### Abkürzungen

EKF	Extended Kalmanfilter
EPS	Elektrische Servolenkung ( <i>Electrical Power Steering</i> )
HPS	Hydraulische Servolenkung ( <i>Hydraulic Power Steering</i> )
PMSM	Permanentmagnet erregte Synchronmaschine
PRBS	Pseudo-Rausch-Binär-Signal ( <i>Pseudo Random Binary Signal</i> )
RLS	Rekursiv Kleinste Quadrate ( <i>Recursive Least Squares</i> )
ZVF	Zustandsvariablenfilter

# Kurzfassung

Die vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit der Fehlertoleranz redundanter mechatronischer Aktorsysteme am Beispiel einer Duplex-EPS. Hierfür wird im ersten Schritt eine Systemanalyse durchgeführt, zur Bestimmung einer Systemkonfiguration mit einer möglichst großen Fehlertoleranz bezüglich der Aktorik als auch der Sensorik bei gleichzeitig einer möglichst niedrigen Systemkomplexität. Hierfür kommen für die Wahl der Aktoranordnung Verfahren wie die FMEA (Failure Mode and Effect Analyse) zum Einsatz. Für die richtige Auswahl der Sensorik wird eine strukturelle Fehlererkennbarkeits- und -isolierbarkeitsanalyse durchgeführt.

Es wird versucht sowohl eine aktive als auch eine passive Fehlertoleranz des Systems herzustellen. Für eine passive Fehlertoleranz wird eine Internal Model Control (IMC) Reglerstruktur entwickelt, die eine automatische Aktor-Allokation im Fehlerfall ermöglicht und somit die vorhandene Aktorredundanz im „hot standby“ nutzbar macht. Um eine bestmögliche Systemperformance im Fehlerfall zu ermöglichen wird die IMC zu einer adaptiven Regelung erweitert, die eine Systemrekonfiguration abhängig von einer überlagerten Fehlererkennung und-diagnose in einem Fehlermanagementsystem erlaubt.

Die angenommenen Sensor- und Aktorfehler können hierbei alle über eine Kombination aus Paritätsgleichungen und Parameterschätzverfahren erkannt und diagnostiziert werden. Die hierfür verwendeten analytischen Redundanzen konnten über die durchgeführte Strukturanalyse ermittelt werden. Die hohe Güte des verwendeten Modells sowie eine schnelle und präzise Extraktion von Symptomen erlauben frühzeitig Fehler zu erkennen und zu diagnostizieren, selbst bei einer geringen Fehlerstärke.

Um fehlertolerant gegenüber Sensorfehlern zu sein wird zum einen gezeigt wie die verwendete IMC Struktur beim Ausfall von einem oder mehreren Stromsensoren stufenweise in eine Vorsteuerung rekonfiguriert werden kann und zum anderen wie die benötigten Sensorsignale (Ströme, Winkel und Winkelgeschwindigkeit) mit einem Extended Kalman Filter (EKF) über dem kompletten Geschwindigkeitsbereich der Aktoren beim Ausfall eines der Sensorsignale geschätzt werden können. Hierbei ist hervorzuheben, dass die Schätzung bis in den Stillstand funktioniert, auch wenn die Winkellage unbeobachtbar wird.

Für die Untersuchung der Auswirkung eines Fehlers in der EPS sowie für die Validierung der in dieser Arbeit beschriebenen Ergebnisse standen zwei Prüfstände zur Verfügung. Der erste Prüfstand ist ein Duplex-EPS System bestehend aus zwei Standard EPS Systemen, die über die Zahnstange miteinander verkoppelt wurden. Der zweite Prüfstand besteht aus zwei permanent erregten Synchronmotoren, die über eine Balgkupplung rotatorisch miteinander verbunden sind.

# Abstract

This thesis deals with the fault-tolerance of redundant mechatronic actuator systems using the example of a duplex EPS. In the first step, a system analysis is carried out to determine a system configuration with the greatest possible fault-tolerance with respect to both the actuators and the sensors while keeping system complexity as low as possible. For this purpose, methods such as FMEA (Failure Mode and Effect Analysis) are used for the selection of the actuator arrangement. For the correct selection of the sensor technology, a structural failure detection and isolation analysis is performed.

An attempt is made to establish both an active and a passive fault tolerance of the system. For a passive fault tolerance, an Internal Model Control (IMC) controller structure is developed, which enables an automatic actuator allocation in case of a fault and thus makes the existing actuator redundancy usable in 'hot standby'. In order to achieve the best possible system performance in the event of a fault, the IMC is extended to an adaptive control system, which allows a system reconfiguration depending on a superimposed fault detection and diagnosis in a fault management system.

The assumed sensor and actuator errors can all be detected and diagnosed using a combination of parity equations and parameter estimation methods. The analytical redundancies used for this purpose could be determined by means of the performed structural analysis. The high quality of the used model as well as a fast and precise extraction of symptoms allows to detect and diagnose errors at an early stage, even with a low error severity.

In order to be fault-tolerant to sensor errors, it is shown on the one hand how the IMC structure used can be reconfigured stepwise into a feedforward control system in case of failure of one or more current sensors and on the other hand how the required sensor signals (currents, angle and angular velocity) can be estimated over the complete velocity range of the actuators with an Extended Kalman Filter (EKF) in case of failure of one of the sensor signals. It should be emphasized that the estimation works up to standstill, even if the angular position becomes unobservable.

Two test benches were available to investigate the effect of a failure in the EPS and to validate the results described in this thesis. The first test bench is a duplex EPS system consisting of two standard EPS systems, which were coupled to each other via the rack. The second test stand consists of two permanently excited synchronous motors which are connected to each other by a bellows coupling.

# 1 Einführung

Bei der elektrischen Servolenkung (**E**lectrical **P**ower **S**teering, EPS) kann über einen Elektromotor eine Kraft erzeugt werden, die abhängig von der Bauart an der Lenkstange, dem Ritzel oder an der Zahnstange auf das Lenksystem aufgeschaltet wird, um den Fahrer bei seiner Lenkaufgabe zu unterstützen. Die EPS hat bereits 1988 Einzug in Kleinwagen gefunden [70]. Die Vorteile der EPS gegenüber einer klassischen hydraulischen Servolenkung (**H**ydraulic **P**ower **S**teering, HPS) wie ein geringer Energieverbrauch (Power on demand) [32] und die leichtere Umsetzung von überlagerten Lenkfunktionen (z.B. automatisiertes Parken oder Fahren) führen zu einer immer größeren Verbreitung der EPS auch in größeren Fahrzeugen, mit einem höheren Leistungsbedarf [74]. Durch den Einsatz der EPS und dem damit verbundenen verstärkten Einsatz von elektrischen Bauteilen in Motor, Umrichter und Steuereinheit steigt aber auch die Anzahl an möglichen Fehlern. Dabei ist zu beachten, dass die Lenkung eine sicherheitskritische Funktion des Fahrzeugs darstellt, weshalb ein Ausfall abgesichert werden muss und insbesondere die zufälligen Fehler im gewissen Maß tolerierbar sein müssen, da diese nicht durch eine Überdimensionierung oder durch kleinere Wartungsintervalle vermieden werden können. Spätestens beim hochautomatisierten Fahren oder bei steer-by-wire Anwendungen schreibt die ISO 26262 [46] ein „fail-operational system“ vor, das heißt, die Lenkung muss im Fall eines Fehlers weiter funktionsfähig bleiben. Dies ist leicht verständlich, da bei einem Ausfall der EPS das Fahrzeug nicht mehr steuerbar wäre. Aber bereits bei konventionellen EPS Systemen für größere Fahrzeuge kann ein Ausfall der elektrischen Servolenkung trotz der mechanischen Rückfallebene zu einem Unfall führen [84], da das erforderliche Lenkmoment vom Fahrer ohne Lenkunterstützung in einigen Situationen schwer bis nicht stellbar ist [28] oder ein Ruck in der Lenkung zum Verlassen der Wunschtrajektorie des Fahrers führen kann. Demzufolge sollte die EPS fehlertolerant sein und es sollte die Lenkfunktion durch Rekonfiguration oder zumindest Degradation im Fehlerfall solange wie möglich aufrechterhalten werden. Hierfür muss das System redundant durch Aktor-, Sensorredundanzen oder analytische Redundanzen ausgelegt werden.

## 1.1 Problemstellung und Zielsetzung

Die vorliegende Arbeit wurde im Rahmen des DFG-Projekts „Fehlertolerante mechatronische Aktorsysteme mit Realisierung einer elektrischen Duplex-Servolenkung“ erarbeitet. Ziel des Projektes war die Untersuchung von redundanten Aktorsystemen. Dabei sollte zunächst die bestmögliche Systemstruktur gefunden werden, um darauf aufbauend ein Fehlermanagementsystem zu entwickeln, das auftretende Fehler erkennen und für das System tolerierbar machen kann. Daraus ergeben sich die Teilziele dieser Arbeit:

1. Auffinden der bestmöglichen Systemstruktur bezüglich tolerierbarer Fehler bei gleichzeitig möglichst kleiner Komplexität des Systems, um die Gesamtausfallrate des Systems und den Regelungsaufwand möglichst klein zu halten.
2. Es soll ein Modell der Motoren entwickelt werden, das den Anforderungen der Fehlerdiagnose gerecht wird, bei gleichzeitig möglichst geringem Rechenaufwand. Um weiteren Rechenaufwand zu sparen, soll das Modell ebenfalls für die modellbasierte Regelung einsetzbar sein.
3. Die auftretenden Fehler müssen durch eine Fehlererkennung detektiert und anschließend in der Fehlerdiagnose isoliert sowie näher diagnostiziert werden können. Die Herausforderung hierbei ist eine echtzeitfähige Fehlererkennung und -diagnose mit gleichzeitig hoher Diagnostietiefe zu entwickeln, denn je höher die Diagnostietiefe ist, desto zielgerichteter lässt sich das System rekonfigurieren.
4. Eine robuste Regelung der Aktoren soll aufgebaut werden, die im Fehlerfall gut adaptiert werden kann, um so eine Rekonfiguration zur Toleranz des aufgetretenen Fehlers herbeizuführen. Neben der Regelung der einzelnen Aktoren müssen redundante Aktoren verkoppelt werden, um ein Aufschwingen des Systems im fehlerfreien Fall zu vermeiden und um eine Übernahme des nicht stellbaren Moments eines defekten Motors durch den fehlerfreien Motor zu garantieren.
5. Zur Vermeidung eines Rucks in der Lenkung soll eine Umschaltstrategie erarbeitet werden, die im Fehlerfall zwischen den Aktoren möglichst ruckfrei umschalten kann.
6. Um die auftretenden Sensorfehler tolerieren zu können, sollen nach Möglichkeit analytische Redundanzen genutzt werden, um die Anzahl an Komponenten des Gesamtsystems klein zu halten. Hierfür müssen passende Schätzverfahren entwickelt werden.
7. Validierung der erarbeiteten Verfahren soweit möglich an den Prüfständen 2.1 und 2.2.

## 1.2 Stand der Technik

In diesem Abschnitt soll der Stand der Technik vorgestellt werden. Die Menge an Ansätzen für die einzelnen Teilziele dieser Arbeit zeigen die Brisanz der Thematik sowie dessen Komplexität. Es werden in den meisten Arbeiten nur Teilziele, wie die Fehlerdiagnose einer offenen Phase [3] oder die Rekonfiguration eines Systems [60], behandelt. Dennoch lassen sich auch Arbeiten mit Gesamtkonzepten für eine fehlertolerante Lenkung finden. Die folgende Beschreibung beschränkt sich auf Systeme mit mechanisch gekoppelten Aktoren. Es wird aber darauf hingewiesen, dass in Bezug auf das Lenken des Fahrzeuges auch Ansätze existieren, wie z.B. [33], bei denen eine Redundanz über eine Einzelradaktorik erzeugt wird. In der Luftfahrt existieren bereits mehrere Gesamtkonzepte für redundante Aktorsysteme, wie sie z.B. in [66] oder [63] beschrieben werden.

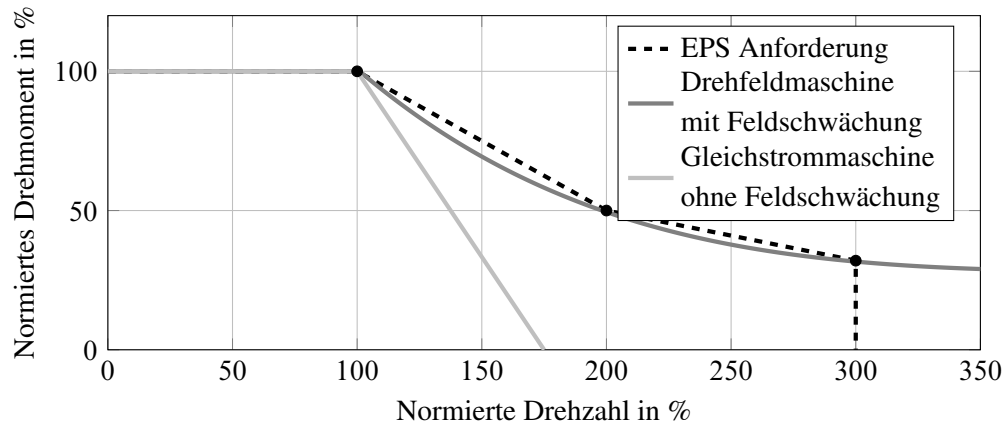
## Elektrische Aktoren

Elektrische Aktoren lassen sich zunächst unterteilen in Gleichstrommaschinen und Drehfeldmaschinen. Bei Gleichstrommaschinen wird ein zeitlich und örtlich konstantes Erregerfeld erzeugt, während bei Drehfeldmaschinen ein rotierendes Magnetfeld vorliegt [80]. Drehfeldmaschinen in Form von Asynchronmaschinen und Synchronmaschinen weisen im Vergleich zu Gleichstrommaschinen einen einfachen Aufbau auf und sind damit robuster und kostengünstiger. Der Nachteil der Drehfeldmaschinen war lange Zeit die Abhängigkeit der Drehzahl von der Netzfrequenz. Dieser Nachteil wird durch die heutige Umrichtertechnik hinfällig. Während bei der Asynchronmaschine mit Kurzschluss- oder Käfigläufer keinerlei elektrische Verbindung zum Läufer benötigt wird, muss dem Läufer der Synchronmaschine ein Erregerstrom zugeführt werden. Es ist aber auch möglich die Erregung der Synchronmaschine durch Permanentmagnete zu realisieren, was überwiegend im Bereich von kleineren Leistungen getan wird. Dadurch braucht der Läufer der **Permanentmagnet erregten Synchronmaschine (PMSM, kurz permanenterregte Synchronmaschine)** ebenfalls keine elektrische Verbindung mehr. Somit entfallen die Schleifringe und die Erregerverluste. Die permanenterregte Synchronmaschine besitzt daher einen besseren Wirkungsgrad und eine höhere Leistungsdichte als vergleichbare elektrisch erregte Synchronmaschinen oder Asynchronmaschinen. Weiter lässt sie sich mit einem besseren Leistungsfaktor (Verhältnis von Wirk- und Scheinleistung) ausführen, wodurch eine Verwendung eines Umrichters mit vergleichsweise kleiner Scheinleistung ermöglicht wird [67].

Bei der Motorauswahl bei elektrischen Servolenkungen muss berücksichtigt werden, dass das System nicht in einem Nennarbeitspunkt betrieben wird. Beim Parkieren muss das maximale Unterstützungsmoment bis zu einer definierten Lenkwinkelgeschwindigkeit zur Verfügung stehen. Demgegenüber reduziert sich das maximal benötigte Lenkmoment beim Fahren deutlich. Dafür werden aber z.B. beim Ausweichmanöver höhere Lenkwinkelgeschwindigkeiten gebraucht. Typische Motorkennlinien aktueller EPS-Motoren unter Berücksichtigung einer begrenzten Versorgungsspannung und einer maximal erlaubten Stromaufnahme des Elektromotors sind in Bild 1.1 exemplarisch dargestellt. Es zeigt sich, dass Drehfeldmaschinen mit Feldschwächebetrieb hervorragend geeignet sind für die Anforderungen einer EPS. Gleichstrommaschinen ohne Feldschwächung sind nur für Kleinwagen mit geringerem Leistungsbedarf einsetzbar. Fremderregte Gleichstrommaschinen, mit denen eine Feldschwächung ebenfalls möglich ist, werden auf Grund des komplexen Aufbaus und der begrenzten Abgabeleistung nicht eingesetzt [70]. Aus diesen Gründen sind ab Mittelklassefahrzeugen hauptsächlich PMSM verbaut, weshalb sich in dieser Arbeit auf diese konzentriert wird.

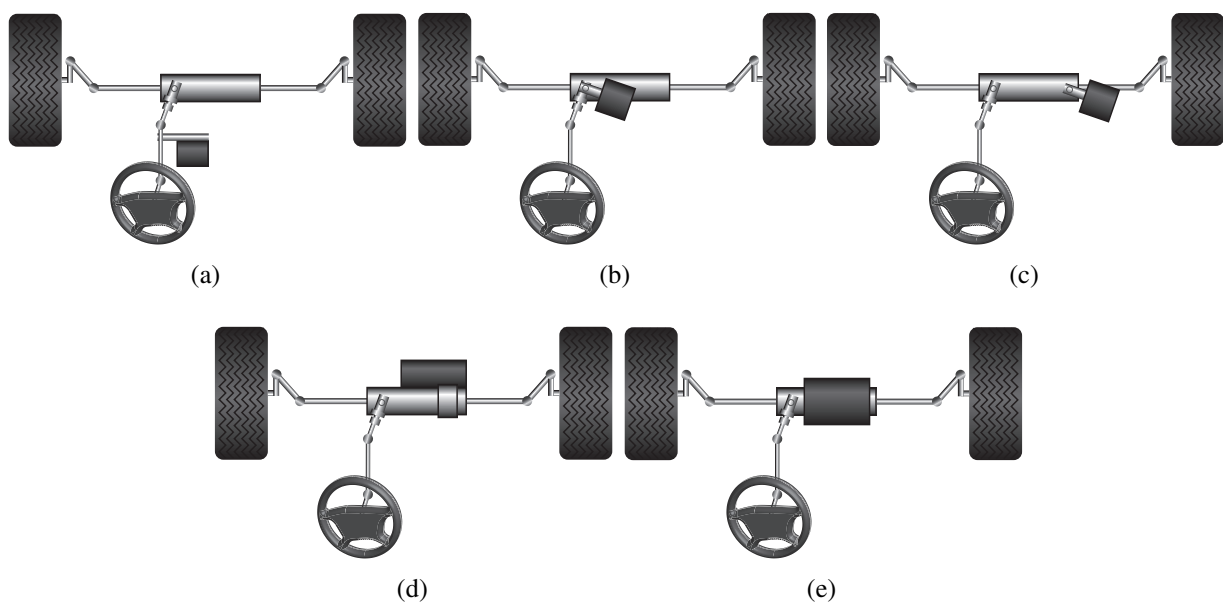
## Elektrische Servolenkung

Elektrische Servolenkungen gibt es in verschiedenen Einbauvarianten [70]. Dies bezieht sich auf die Position des Elektromotors. Dieser kann bei der column EPS in die Lenksäule integriert werden, was hauptsächlich bei Kleinwagen zum Einsatz kommt. Bei der pinion EPS wirkt der Motor unmittelbar auf das Ritzel, wodurch höhere Lenkkräfte erzeugt werden können, weshalb diese



**Bild 1.1:** Qualitative Darstellung der Leistungsanforderungen von elektromechanischen Lenksystemen an den Elektromotor und typische Motorkennlinien aktueller EPS-Motoren [70]

Variante in Mittelklassefahrzeugen häufig zum Einsatz kommt. Bei der dual pinion EPS wird das Moment des Motors über ein zweites Ritzel in das Lenksystem eingeleitet. Da die Übersetzung des Motors somit unabhängig von der Lenkübersetzung ist wird eine leistungsoptimierte Auslegung möglich. Diese Variante wird in Mittelklasse- sowie obere Mittelklassefahrzeugen eingesetzt. Bei einer axial parallel EPS wird der Motor über ein Zahnriementrieb und ein Kugelumlaufgetriebe parallel zur Zahnstange an das Lenksystem angebracht. Hierdurch können besonders große Lenkkräfte erzeugt werden, weshalb diese Variante in sehr großen und schweren Fahrzeugen verbaut wird. Eine noch nicht so übliche alternative zur axial parallel EPS ist die rack centered EPS bei der ein Hohlwellenmotor zum Einsatz kommt wodurch auf den Zahnriemen verzichtet werden kann. Die verschiedenen Varianten sind im Bild 1.2 dargestellt. Im Rahmen der Arbeit wird lediglich die achsparallele EPS betrachtet.



**Bild 1.2:** EPS Varianten: a) Column EPS b) Pinion EPS c) Dual Pinion EPS d) Axial parallel EPS e) Rack centered EPS



phasengleich, sind um 180 mechanische Grad phasenverschoben oder um 30 elektrische Grad [5]. Die funktionale Redundanz findet Anwendung in [50]. Hier wird die Ansteuerung des Motors geändert, wenn eine Phase ausfällt, so dass der Motor auch noch mit zwei Phasen funktioniert. Das in dieser Arbeit vorgestellte Konzept sieht beide Arten der Redundanz vor.

### **Fehlertoleranz**

In dem Buch [11] wird in die aktive und passive Fehlertoleranz unterteilt. Bei der aktiven Fehlertoleranz muss eine Rekonfiguration durchgeführt werden, um das System stabil regeln zu können, wie z.B. in [92, 6]. Bei einer passiven Redundanz muss das System nicht rekonfiguriert werden. Ein robust ausgelegter Regler [38] kann z.B. kleinere Fehler im System kompensieren. In [50] wird eine überlagerte Momentenregelung verwendet, um das im Fehlerfall fehlende Moment auszuregeln und so passiv fehlertolerant zu sein. In dieser Arbeit wird eine passive Fehlertoleranz durch die Verkopplung der entstehenden Modellfehler in den IMC-Stromregelungen (**I**n**t**e**r**n**a**l **M**o**d**e**l** **C**o**n**t**r**o**l**) der beiden Motoren erzeugt. Bei dem IMC-Ansatz wird das System über ein inverses Systemmodell gesteuert und durch ein parallel mitlaufendes Systemmodell im Regler kann der Modellfehler ausgeregelt werden [81]. Die Verkopplung entsteht durch die Bildung eines Gesamtmodellfehlers, der anschließend wieder variabel auf die IMC-Stromregelungen aufgeteilt wird. Die Verkopplung der Modellfehler ist nur möglich, wenn die Motoren im „hot standby“ Betrieb betrieben werden, das heißt, wenn beide auch im fehlerfreien Fall aktiv sind. Im Gegensatz dazu steht der „cold standby“ Betrieb, bei dem nur eines der redundanten Bauteile in Betrieb ist [41]. Der „hot standby“ Betrieb ist insbesondere für doppeltgewickelte Maschinen üblich, wie auch in [6, 5].

In [11, 61, 60] wird der Begriff des virtuellen Aktors eingeführt. Hintergrund hierbei ist, dass eine überlagerte Regelung ohne Rekonfiguration weiter betrieben werden kann, während im unterlagerten Teil eine Rekonfiguration stattfindet, um auftretende Fehler nach außen hin auszublenden. Hierfür wird ein Modell des fehlerfreien Systems mit dem fehlerbehafteten System verglichen und ein Modellfehler generiert. Diese Methodik wird in dieser Arbeit auf eine IMC-Regelung angepasst. Dies hat den Vorteil, dass die IMC-Regelung bereits mit einem internen Modell arbeitet.

### **Regelungsansätze**

Klassisch gibt es zwei Ansätze zur Regelung einer PMSM [76]. Zum einen die Momentenregelung (Direct Torque Control, DTC). Diese hat den Nachteil, dass sie abhängig vom Toleranzband des Hysterese-Reglers eine höhere Momentenwelligkeit aufweist. Die zweite Möglichkeit ist eine feldorientierte Regelung, bei der die zu stellenden Ströme mittels der Park-Transformation A.2.2 in ein rotorfestes Koordinatensystem transformiert werden. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, wie bei einer Gleichstrommaschine, konstante Gleichgrößen zu regeln sowie die getrennte Regelung von Drehmoment und Fluss. Der typische PI-Regelungsansatz für die beiden Komponenten ist z.B. in [81, 91] zu finden. In [31] wird gezeigt, dass eine IMC-Regelung ebenfalls einsetzbar ist

und dabei eine geringere Anzahl an einzustellenden Parametern besitzt. Auch nichtlineare Ansätze wie Zwei- oder Dreipunktregler sowie prädiktive Regler werden vorgeschlagen [76]. In dieser Arbeit wird eine nichtlineare IMC-Reglerstruktur eingesetzt.

Durch die Einführung einer strukturellen Redundanz, die im „hot standby“ Betrieb arbeitet, stellt sich die Frage, inwieweit redundante Motoren miteinander verkoppelt werden können bzw. müssen. Bei zwei getrennten, mechanisch gekoppelten Motoren ist ein typischer Ansatz eine lineare Verkopplungsregelung [49], dabei entsteht die Verkopplung dadurch, dass der Differenzwinkel zwischen den Motoren zu Null geregelt wird [48]. Besonders wenn eine hohe Elastizität zwischen den Aktoren besteht, ist eine Verkopplung erforderlich, da die Motoren sich sonst gegenseitig aufschwingen können. Ist die Ankopplung starr oder werden direkt 6-Phasen Motoren verwendet, ist die Verkopplung nicht mehr zwingend notwendig. In [4] wird z.B. eine 6-Phasen Maschine wie zwei getrennte 3-Phasen Maschinen betrieben. Wie bereits erwähnt, wird in dieser Arbeit eine Verkopplung über die sich ergebenden Modellfehler in einer IMC-Regelung auf Stromregelungsebene verwendet, um eine passive Fehlertoleranz zu erreichen.

### Rekonstruktion von Sensorsignalen

Um die Anzahl an Komponenten klein zu halten, bietet es sich an, soweit möglich, für die Sensorik eine funktionale Redundanz zu verwenden. Das bedeutet, die Sensorsignale müssen über analytische Redundanzen rekonstruiert werden. Da dies für den Drehmomentensensor in der Lenksäule nicht mit zufriedenstellenden Ergebnissen möglich ist, wird in [84] eine Notlauffunktion auf Basis einer Lenkwinkelregelung vorgeschlagen. Der Lenkwinkel lässt sich über den Rotorlagewinkel des Motors ausreichend genau rekonstruieren. Bei der Rekonstruktion des Rotorlagewinkels des Motors ergibt sich die Schwierigkeit, dass dieser im Stillstand nicht mehr beobachtbar ist [83]. Die in der Literatur findbaren Ansätze, die den kompletten Geschwindigkeitsbereich abdecken, verwenden alle zwei verschiedene Methoden für langsame und schnelle Geschwindigkeiten [90, 69, 83]. Für die langsamen Geschwindigkeiten werden Testsignale der Stellgröße überlagert, die die Anisotropien der Maschine wie die asymmetrische Läuferform oder Sättigungseffekte im Statorisen anregen [90]. Eine der bekanntesten Methoden ist hierbei die INFORM („Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement“) Methode [82]. Für schnellere Geschwindigkeiten werden diverse Schätzmethode vorgeschlagen, wie z.B. Extended Kalmanfilter (EKF) [13] oder Model Reference Adaptiv Control (MRAC) [76]. Ein großer Nachteil der Verfahren für den langsamen Geschwindigkeitsbereich ist in Bezug auf eine EPS zum einen, dass das System immer mit einem Testsignal beaufschlagt werden muss, was zum einen das Lenkgefühl beeinflussen kann und zum anderen die EPS als sicherheitskritische Komponente nicht mit beliebigen Testsignalen beaufschlagt werden kann. Weiter ist die Parametrierung dieser Verfahren sehr aufwendig, da für die Anisotropien, Asymmetrien und Sättigungseffekte sehr genaue Kennfelder aufgenommen werden müssen und die Regelung und die Schätzung nicht getrennt voneinander ausgelegt werden können. Diese müssen in einem iterativen Prozess immer wieder aufeinander abgestimmt werden. Das Umschalten zwischen Methoden stellt eine weitere Schwierigkeit da, da im mittleren Geschwindigkeitsbereich eine Gewichtung der beiden verwendeten Methoden stattfinden muss, was zu kei-

nen Unstetigkeiten führen darf. Um die Verwendung von Testsignalen und Umschalt-Algorithmen zu vermeiden, wird in dieser Arbeit ein EKF vorgestellt, der die Information der Unbeobachtbarkeit im Stillstand nutzen kann und so im gesamten Geschwindigkeitsbereich verwendbar ist. Für dieses Verfahren ist zwar ebenfalls ein erhöhter Parametrierungsaufwand notwendig, doch lassen sich alle Parameter physikalisch motiviert einstellen, was den Parametrierungsaufwand im Vergleich zum Stand der Technik klein hält.

### **Fehlerdiagnose**

Um eine Rekonfiguration durchführen zu können, muss zunächst der aufgetretene Fehler erkannt werden. Eine anschließende Diagnose ermöglicht dann eine spezifischere Rekonfiguration und lässt eine Aussage darüber treffen, ob das System noch (eingeschränkt) betriebsbereit ist. Die hierfür verwendeten Methoden, wie z.B. Parameterschätzung, Paritätsgleichungen oder Beobachterstrukturen, wurden in der Literatur bereits ausgiebig diskutiert. Eine Zusammenfassung dieser Verfahren ist in [40, 39, 11, 18] zu finden.

In [11, 55] wird beschrieben, wie strukturelle Untersuchungen bei der Findung von Residuen sowie bei der Wahl der Sensoren genutzt werden können, um eine vollständige Isolierbarkeit der Fehler zu erreichen [54].

In [99] wird die Fehlerdiagnose von umrichter gespeisten Asynchronmaschinen beschrieben. Durch den ähnlichen Aufbau lässt sich die Fehlerdiagnose für die PMSM äquivalent aufbauen. Im Gegensatz zu dieser Arbeit kommen hier spezielle Testszenarien zum Einsatz, um alle Fehler detektieren und isolieren zu können. Die Fehlerdiagnose einer bürstenlosen Gleichstrommaschine wird in [66] untersucht. Der Aufbau der Maschine ist identisch zu einer PMSM. Der Unterschied liegt in der Blockkommutierung der bürstenlosen Gleichstrommaschine gegenüber der Sinuskommütierung der PMSM [80]. So lässt sich die Fehlerdiagnose entsprechend identisch aufbauen. Die Hauptunterschiede zu dieser Arbeit liegen im verwendeten Modell des Umrichters sowie in der Weiterverarbeitung der Residuen. Durch die verwendete Mittelwert- und Varianzbildung in [66] verlangsamt sich die Diagnose.

### **Gesamtkonzepte redundante Lenkung**

In [50, 51] wird ein Aktorkonzept für sicherheitsrelevante Anwendungen am Beispiel einer Steer-by-Wire-Lenkung vorgestellt. Für die Aktorredundanz wird hier eine 3-phasige PMSM mit elektrisch entkoppelten Strängen vorgeschlagen, die jeweils von einer separaten Vollbrücke gespeist werden, zur Einsparung von Kosten und Bauraum. Mechanische und Sensorfehler werden nicht betrachtet. Für die Erkennung von Kurzschlüssen wird eine in Hardware implementierte Überwachung der Spannungen, die zwischen Drain und Source der MOSFETs im Umrichter herrschen, vorgestellt. Für die restlichen elektrischen Fehler werden die Sollströme mit dem gemessenen Strömen verglichen. Durch diesen simplen Ansatz für die Fehlererkennung sind Fehler erst bei höheren Leistungen gut erkennbar. Für die Stromregelung wird ein Schaltregler in  $\alpha\beta$ -Koordinaten

und einer in  $abc$ -Koordinaten vorgestellt. Dem wird ein Momentenregler überlagert, der die Momentenwelligkeit im Fehlerfall kompensieren soll.

In [12, 92, 11, 10] wird eine fehlertolerante elektrische Servolenkung für Gabelstapler vorgestellt, die auf einem 6-phasigen Motor aufbaut. Es wird gezeigt, dass eine zunächst durchgeführte Strukturanalyse bei der Wahl der richtigen Hardwarekomponenten und auch bei der Wahl der Residuen zur Fehlerdiagnose von Vorteil ist. Die Fehlerdiagnose beschäftigt sich lediglich mit elektrischen Fehlern. Hierfür werden Spannungssensoren verwendet sowie die Zusammenhänge, die sich aus der Spannung im Sternpunkt ergeben. Die weitere Diagnose basiert auf Frequenzanalysen der Residuen sowie auf Mittelwert- und Varianzbildung der Residuen. Es wird lediglich gezeigt, wie die Fehlerdiagnose für höhere Leistungen funktioniert.

[74] zeigt den Aufbau einer „fail-operational“ EPS. Dabei wird ebenfalls auf eine 6-phasige PMSM gesetzt, die restlichen Komponenten, wie ECU, Energieversorgung, Sensorik, Leistungselektronik und Kommunikationswege werden zweifach ausgelegt. Wie die Regelung und Diagnose durchgeführt wird, ist hier nicht ersichtlich.

## 1.3 Gliederung der Arbeit

Die in Abschnitt 1.1 aufgestellten Teilziele sollen in den folgenden Kapiteln behandelt werden. Zunächst wird in Kapitel 2 auf die zur Verfügung stehenden Prüfstände und deren Aufbau eingegangen.

Grundlegend für die vorgestellte Fehlerdiagnose und Regelung ist eine exakte Modellierung des Systems. Diese wird in Kapitel 3 vorgestellt. Es wird sowohl das elektrische Teilsystem, bestehend aus Umrichter und Motor, als auch das mechanische Teilsystem modelliert. Bei den vorgestellten Modellen handelt es sich um Gray-Box Modelle. Das bedeutet, die Modelle werden mit Hilfe der theoretischen Modellbildung physikalisch motiviert bestimmt und die sich ergebenden relevanten Systemparameter müssen mit Hilfe von Identifikationsverfahren identifiziert werden. Die durchgeführte Parameteridentifikation an den Prüfständen 2.1 und 2.2 wird ausführlich erläutert und es werden anschließend die Modelle an den Prüfständen validiert.

In Kapitel 4 wird eine bestmögliche Duplex-Aktor-Struktur mit Hilfe von Methoden wie der Failure Mode and Effect Analyse (FMEA) erarbeitet. Weiter wird mittels einer Strukturanalyse eine Sensorkonfiguration gesucht die eine Isolation aller angenommenen Fehler bei gleichzeitig minimaler Anzahl von Sensoren erlaubt. Für das sich daraus ergebende System wird ein Konzept für die Fehlermanagement- und Regelungstruktur vorgestellt.

Bevor auf die Lösungsansätze eingegangen wird, werden in Kapitel 5 die Auswirkungen eines Fehlers in der EPS betrachtet. Hierbei wird ein Komplettausfall eines Motors in der Duplex-EPS untersucht. Von Interesse ist dabei, wie das Wegfallen eines Motors sich auf die Weiterfahrt aus-

wirkt. Hierfür wird am Duplex-EPS-Prüfstand 2.1 ein Doppelspurwechsel sowie eine stationäre Kreisfahrt nachgestellt. Dabei wird mit und ohne Rekonfiguration in verschiedenen Konstellationen einer der beiden Aktoren deaktiviert und die Auswirkungen analysiert. Zu Beginn des Kapitels wird für ein besseres Verständnis die verwendete Prüfstandregelung vorgestellt.

Aufbauend auf dem Systemmodell findet in Kapitel 6 die Fehlerdiagnose statt. Dabei werden die für die Fehlererkennung verwendeten Paritätsgleichungen sowie Parameterschätzverfahren beschrieben, ebenso wie die Signalnachbehandlung zur Merkmalsgenerierung und die Erzeugung der adaptiven Fehlerschwellen zur Symptomgenerierung. Mit Hilfe von Fehlersymptomtabellen findet die Fehlerisolation statt. Die angenommenen Fehler (ebenfalls in diesem Kapitel beschrieben) werden am Prüfstand 2.2 erzeugt oder, wenn nicht anders möglich, hinzusimuliert, um die Diagnostiefe der vorgestellten Fehlerdiagnose am Prüfstand validieren zu können.

Mit der Kenntnis über die möglichen Fehler und deren Auswirkungen auf die EPS wird in Kapitel 7 die Regelung einer einfachen permanenterregten Synchronmaschine im fehlerfreien und fehlerbehafteten Fall beschrieben und der Rekonfigurationsvorgang dargestellt. Hierfür wird zunächst die Regelung mittels IMC (Internal Model Control) vorgestellt und mit einer klassischen feldorientierten PI-Regelung verglichen. Im Anschluss werden die Adaptionmöglichkeiten abhängig vom auftretenden Fehler vorgestellt. Abschließend werden die Grenzen der Adaption im Fehlerfall aufgezeigt.

Darauf aufbauend wird in Kapitel 8 ein Konzept zur Verkopplung redundanter Aktoren vorgestellt, welches auf einer Erweiterung der IMC-Regelung eines Aktors beruht. Zunächst wird gezeigt, dass dieses Verfahren sowohl zur Regelung von redundanten seriell angeordneten Motoren geeignet ist, als auch für einen 6-Phasenmotor. Daraufhin werden die Unterschiede erläutert zwischen einer statischen Aufteilung des Sollmoments, einer Verkopplung der Modellfehler, die zu einer passiven Fehlertoleranz führt sowie einer Rekonfiguration der Verkopplungsregelung, die die Stellgrößenbegrenzung auf Grund des auftretenden Fehlers berücksichtigt.

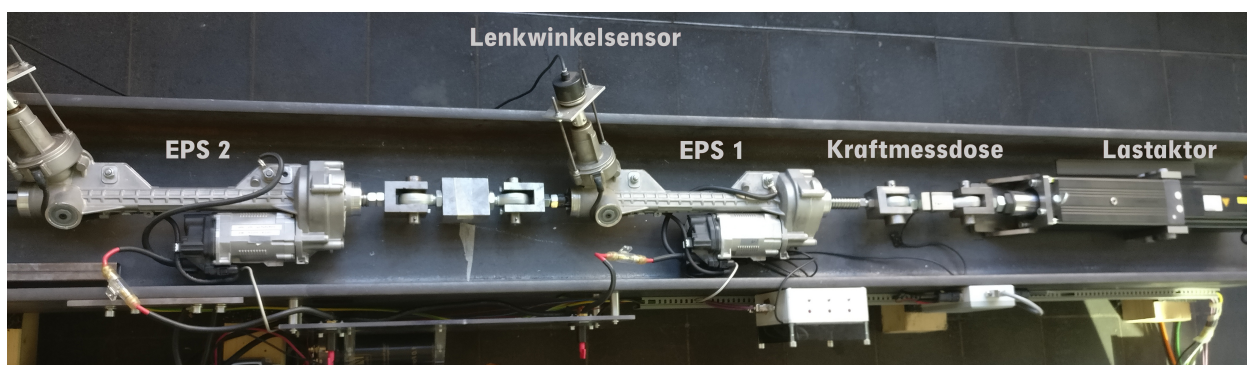
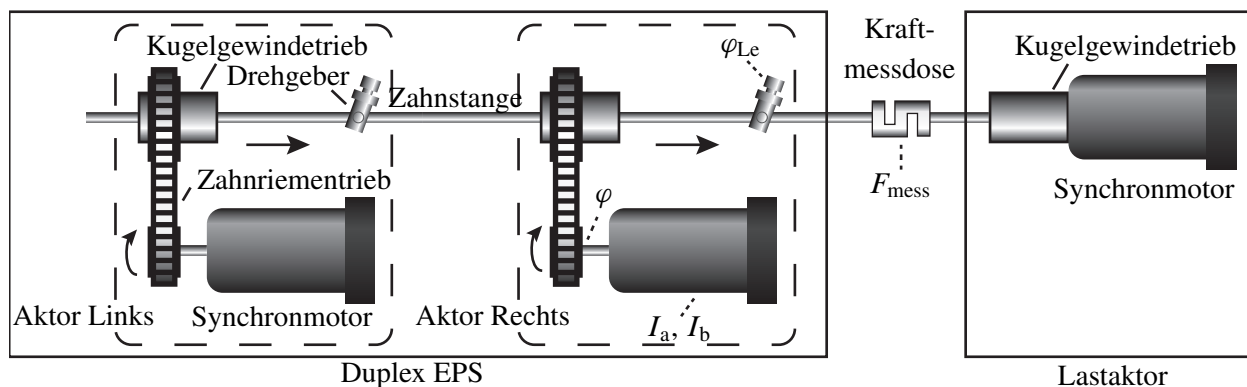
Abschließend wird in Kapitel 9 die Rekonstruktion von Sensorsignalen beschrieben. Hierbei wird ausführlich auf die Schätzung des Rotorlagewinkels eingegangen, da dieses Messsignal relevant für alle Regelungsebenen ist, von der Strom-/Momentenregelung bis zur überlagerten Geschwindigkeits- und Positionsregelung. Weiter ist diese Größe schwer zu schätzen, weshalb der hier dargestellte Schätzer in Form eines Extended Kalmanfilters von großer Bedeutung ist, um einen „single point of fault“ (Fehler der nicht durch ein Sicherheitsmechanismus abgedeckt ist und direkt zur Verletzung eines Sicherheitsziels führt [46]) zu vermeiden. Zunächst werden hierfür die Grundlagen des Extended Kalmanfilters beschrieben sowie die Erweiterungen die zur Anwendung kommen. Dann wird auf die Modellierung der Winkelgeschwindigkeitsänderung als Zufallsprozess eingegangen sowie auf die Erzeugung eines zusätzlichen Stützsignals zur Stabilisierung des Filters. Anschließend findet eine genaue Erläuterung der Modellierung des adaptiven System- und Messrauschens statt. Schließlich wird die physikalisch motivierte Filterparameterwahl erläutert und die Schätzgüte für den Rotorlagewinkel sowie für die Winkelgeschwindigkeit und die Ströme untersucht. Für die Rekonstruktion des Lenkradwinkesignals wird ebenfalls ein Ansatz vorgestellt.

Die Arbeit schließt ab mit einer Zusammenfassung und einem Ausblick in Kapitel 10.

## 2 Prüfstände

Für diese Arbeit standen zwei Prüfstände zur Verfügung, welche im folgenden Kapitel näher erläutert werden sollen. Dabei handelt es sich beim ersten Prüfstand um einen Duplex-EPS Prüfstand, bestehend aus zwei achsparallelen Serien-EPS Systemen und einem Lastaktor, welche alle über die Zahnstange miteinander verbunden sind. Über eine Fahrdynamik-Simulation wurden an diesem Prüfstand Fahrmanöver nachgebildet, um den Einfluss des Zustandes des Lenksystems zu untersuchen. Der zweite Prüfstand besteht aus zwei baugleichen permanenterregten Synchronmaschinen die über eine Balgkupplung miteinander verbunden sind. An diesem Prüfstand wurde eine fehlertolerante Motorregelung sowie eine Fehlererkennung und -diagnose entwickelt.

### 2.1 Duplex-EPS Prüfstand



**Bild 2.1:** Duplex-EPS Prüfstands: a) Mechanischer Aufbau b) Bild des realen Prüfstandes

Der Prüfstand besteht aus zwei achsparallelen Serien-EPS von Bosch Steering Systems, ehemals ZF-Lenksysteme, die mit einer speziellen Prüfstandssoftware laufen, so dass ein beliebiges Motorsollmoment über CAN (Control Area Network) vorgegeben werden kann und sich die Phasenströme  $I_a$  und  $I_b$  sowie der Rotorlagewinkel  $\varphi$  über CAN messen lassen. Die Aktoren sind baugleich und bestehen aus einer permanenterregten Synchronmaschine, einem Zahnriementrieb und einem Kugelumlaufgetriebe. Sie sind über die Zahnstange miteinander gekoppelt. In Tabelle 2.1 sind die verfügbaren Aktordaten der EPS Systeme aufgelistet.

**Tabelle 2.1:** Aktordaten der EPS Systeme

Lenkübersetzung (Ritzel)	53,7 mm/Umdr.
Zahnstangenhub	+/-78,5 mm
Kugelgewindeübersetzung	7 mm/Umdr.
Riemenübersetzung	2,85
Drehstabsteifigkeit	2,2 Nm/deg
Max. Zahnstangenkraft	13 kN
Nennspannung	13,5 V
Max. Eingangsstrom	85 A

Über Inkrementalgeber, die an Stelle der Lenksäule angebracht sind, kann der Lenkwinkel  $\varphi_L$  gemessen werden. Zur Simulation der Fahrbahnkräfte, die auf die Zahnstange wirken, ist ein Lastaktor über eine Kraftmessdose an der Zahnstange angebracht. Dabei handelt es sich um eine permanenterregte Synchronmaschine, deren rotatorische Bewegung über ein Kugelumlaufgetriebe in eine translatorische umgewandelt wird. In Tabelle 2.2 sind die Aktordaten des Lastmotors zu finden. Der mechanische Aufbau des Prüfstandes ist in Bild 2.1 dargestellt. Die Messsignale des

**Tabelle 2.2:** Motordaten des Lastaktors CMSB71L der Firma SEW

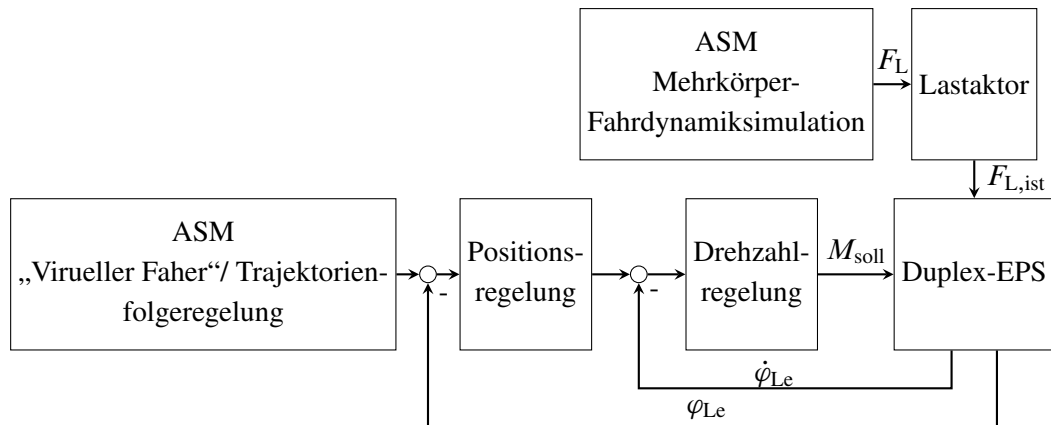
Hublänge	200 mm
$n_N$	$2000 \text{ min}^{-1}$
$M_0$	13,1 Nm
$M_{\max}$	25 Nm
$F_0$	12 kN
$M_0$	24 kN

Prüfstandes, die in Tabelle 2.3 zu finden sind, laufen über CAN in einer dSpace Echtzeithardware zusammen, wo sie ausgewertet und anschließend Sollgrößen für die einzelnen Aktoren ( $M_{\text{soll},1}$  und  $M_{\text{soll},2}$ ) generiert werden. Wie in Abschnitt 1.2 beschrieben und in Bild 1.3 dargestellt wird von der EPS immer über ein Sollmoment  $M_{\text{soll}}$  ein Moment angefordert. Lenkt der Fahrer, entspricht das Sollmoment dem aus der Boostcurve berechneten Unterstützungsmoment  $M_H$ . Beim automatisierten Fahren folgt das Sollmoment aus der überlagerten Lenkwinkelregelung. Dem nachempfunden ist am Prüfstand eine kaskadierte Positions- und Drehzahlregelung implementiert, die ein entsprechendes Gesamtsollmoment generiert (eine Boostcurve ist nicht implementiert worden, da weder ein Lenkrad noch eine Handmomentenmessung vorhanden war). Den Solllenkwinkel  $\varphi_{\text{Le,soll}}$  bekommt die Positionsregelung von der Mehrkörper-Fahrdynamiksimulation ASM von dSpace in

**Tabelle 2.3:** Messgrößen des Duplex-EPS Prüfstandes

Rotorlagewinkel EPS 1	$\varphi_1$
Rotorlagewinkel EPS 2	$\varphi_2$
Rotorlagewinkelgeschwindigkeit EPS 1	$\dot{\varphi}_1$
Rotorlagewinkelgeschwindigkeit EPS 2	$\dot{\varphi}_2$
Motormoment EPS 1	$M_{el,1}$
Motormoment EPS 2	$M_{el,2}$
Lenkradwinkelsignal	$\varphi_{Le}$
Kraft der Kraftmessdose	$F_{mess}$
Position des Lastaktors	$x_{rack}$

der ein „virtueller Fahrer“ implementiert ist, welcher einer Trajektorienfolgeregelung entspricht. Bild 2.2 zeigt das entsprechende Signalfussbild.



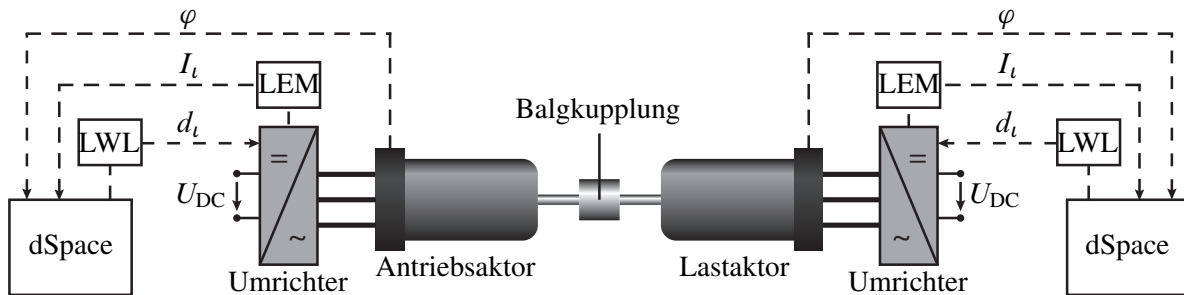
**Bild 2.2:** Signalfussbild der kaskadierten Regelung der Duplex-EPS zur Erzeugung eines Sollmoments  $M_{soll}$

Das erzeugte Sollmoment  $M_{soll}$  muss auf die beiden Aktoren aufgeteilt werden. Auf Grund der parallelen Anordnung der EPS-Aktoren, wie sie am Prüfstand vorliegt, kann sich die Duplex-EPS aufschwingen, bedingt durch die Elastizitäten zwischen den Motoren, Nichtlinearitäten, Totzeiten und den unterlagerten Stromregelungen. Die EPS-Aktoren am Prüfstand werden daher mit einer Verkopplungsregelung geregelt, die aus [100] stammt und in Abschnitt 5.1 detaillierter beschrieben wird. Hierdurch lässt sich das Aufschwingen des Duplex-Aktors minimieren. Ein vollständiges Ausregeln der Schwingungen am Prüfstand ist nicht möglich, da die unterlagerte Stromregelung vom Hersteller vorgegeben ist und nicht angepasst werden kann.

Der Lastaktor erhält seine Sollwerte ebenfalls aus der Mehrkörper-Fahrdynamiksimulation ASM. Es werden ein nichtlineares Zweispurmodell für die Querdynamik sowie ein detailliertes Modell des Fahrzeugaufbaus verwendet, um eine möglichst exakte Nachbildung der Zahnstangenkräfte  $F_L$  zu erreichen, die der Lastaktor stellen soll. Eine detaillierte Beschreibung der Prüfstandsregelung findet in Abschnitt 5.1 statt.

Durch den beschriebenen Aufbau lassen sich an dem Prüfstand Untersuchungen durchführen zur Analyse des Verhaltens beim Ausfall von einem der beiden Motoren. Dies findet in Kapitel 5 statt.

## 2.2 PMSM Prüfstand



**Bild 2.3:** Schematischer Aufbau des Prüfstandes

Der Prüfstand ist mit zwei baugleichen permanentenerregten Synchronmaschinen (PMSM) der Firma Ferrocontrol aufgebaut. Für die Modellierung der Oberwellen ist wichtig, dass die Motoren eine Bruchlochwicklung und eine Paarbildung der Permanentmagnete, wie in [35] besitzen. Alle weiteren Motordaten sind in Tabelle 2.4 aufgelistet. Der schematische Aufbau des Prüfstandes

**Tabelle 2.4:** Motordaten einer Ferrocontrol E-FM-063-10-30 PMSM

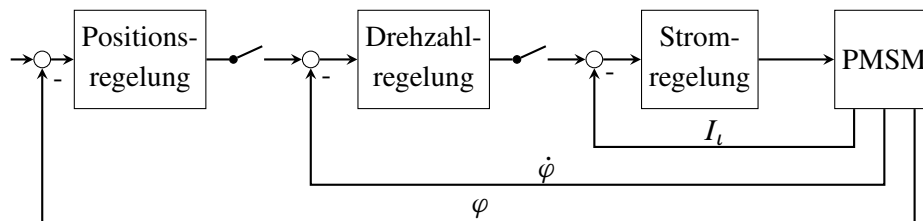
Stillstandsmoment	10 Nm
Nennmoment	7,9 Nm
Spitzenmoment	40,5 Nm
Nenn Drehzahl	3000 1/min
Massenträgheit	9,77 kgcm <sup>2</sup>
Polzahl	8
Nennstrom	5,3 A
Nennleistung	2,5 kW
Widerstand Phase/Phase	1,81 Ω
Induktivität Phase/Phase	11,8 mH

wird in Bild 2.3 gezeigt. Die beiden Motoren sind über eine Metallbalgkupplung drehstarr miteinander gekoppelt. Gespeist werden die Motoren von zwei Umrichtern, denen die gewünschten Schaltverhältnisse  $d_i$  über Lichtwellenleiter vorgegeben werden können. Die Umrichter werden normalerweise über Drehstrom gespeist, so dass am Zwischenkreis eine Spannung  $U_{DC}$  von 560 V DC anliegt. Um näher an die Voraussetzung einer PMSM in einer EPS zu kommen, wird der Umrichterzwischenkreis über ein externes Netzteil mit  $U_{DC} = 48V$  gespeist. Gemessen werden können die Strangströme  $I_t$  über LEM-Wandler und der Rotorlagewinkel  $\varphi$  mittels Inkrementalgeber.

Beide Motoren sind getrennt voneinander regelbar. Die Regelung der beiden Motoren ist auf zwei dSpace Systemen realisiert. Die Besonderheit des Prüfstandes ist, dass die kompletten Regelungen

von der Stromregelung bis zur Positionsregelung selbst implementierbar sind.

Der Lastaktor wird mit einer konventionellen PI-Stromregelung betrieben, der eine Drehzahl- und Positionsregelung überlagert werden kann. Die Regelung des Antriebsmotors besteht aus den gleichen Kaskaden und den gleichen überlagerten Regelungen, nur die Stromregelung wird als IMC-Struktur ausgeführt, dessen Entwicklung in Abschnitt 7.1 näher erläutert wird. Die Kaskadenstruktur der Regelung der beiden Motoren ist in Bild 2.4 dargestellt. Die einzelnen Kaskaden der beiden Motoren lassen sich beliebig aktivieren und deaktivieren.



**Bild 2.4:** Signalflussbild der jeweiligen kaskadierten Regelung der beiden PMSM, mit einer inneren Stromkaskade, dann einer abschaltbaren Drehzahlkaskade und außen einer abschaltbaren Positionskaskade

## 3 Modellbildung

Es wird hier die Modellierung des elektrischen und mechanischen Teilsystems der EPS-Lenkung beschrieben. Hierbei lässt sich das elektrische Teilsystem in Wechselrichter und PMSM unterteilen. Das mechanische Teilsystem wird in seine einzelnen mechanische Komponenten aufgeteilt, welche anschließend zusammengeführt und vereinfacht werden. Die vorgestellten Modelle dienen der modellbasierten Fehlerdiagnose, Regelung und Rekonfiguration. Es wird angestrebt die gleichen Modelle für Regelung und Diagnose zu entwickeln. Die Grundstruktur folgt aus der theoretischen Modellbildung. Die unbekanntenen Modellparameter werden anschließend identifiziert. Die entstehenden semi-physikalischen Modelle liefern eine hohe Modellgüte bei gleichzeitig geringer Komplexität. Die erreichte Modellgüte wird mit Hilfe von Prüfstandsmessungen validiert.

### 3.1 Elektrisches Teilsystem

Im Folgenden wird angenommen, dass der permanent erregte Synchronmotor (PMSM) drei Phasen besitzt, symmetrisch aufgebaut und Sinus-kommutiert (die PWM bildet sinusförmige Sollwertspannung nach) ist sowie in Sternschaltung vorliegt. Aus diesen Annahmen ergibt sich nach [80] die einfachste Modellierung einer PMSM.

Es wird zunächst das Grundwellenmodell und anschließend eine Erweiterung auf ein Oberwellenmodell betrachtet nach [9]. Die betrachteten Oberwellen werden durch die Änderung des magnetischen Widerstands in den Nutöffnungen hervorgerufen.

Zur einfacheren Darstellung wird im Folgenden die Zeitabhängigkeit der einzelnen Größen nicht dargestellt und der Laufindex  $\iota$  immer für die drei Phasen verwendet.

#### 3.1.1 Wechselrichter

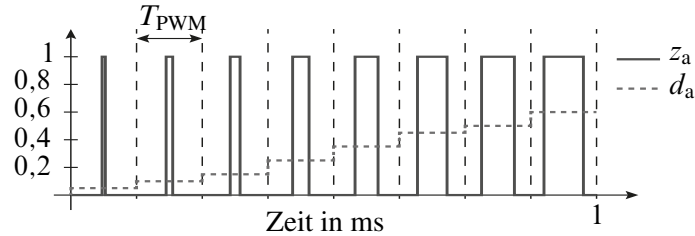
Der Wechselrichter (B6-Brücke, bestehend aus jeweils zwei IGBT's und zwei Dioden je Phase), der über die Spannung  $U_{DC}$  des Bordnetzes gespeist wird, erzeugt die Sinus-Kommutierung für den Motor mit Hilfe einer Pulsweitenmodulation (PWM). Die Leiter-Erde-Spannungen, die dem Motor als Eingangsspannungen dienen, können durch ein Mittelwertmodell

$$U_{S\iota 0} = d_\iota U_{DC} \text{ mit } \iota \in \{a,b,c\} \text{ und } d_\iota \in [0,1], \quad (3.1)$$

mit den Tastverhältnissen je Phase  $d_i$ , dargestellt werden. Das Tastverhältnis beschreibt den zeitlichen Mittelwert des PWM Signals während einer Tastperiode  $T_{\text{PWM}}$

$$d_i = \frac{1}{T_{\text{PWM}}} \int_0^{T_{\text{PWM}}} z_i(t) dt \text{ mit } z_i \in [0,1] \quad (3.2)$$

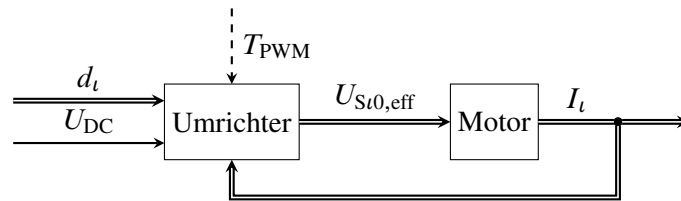
mit dem Schaltsignal  $z_i$ . Dies wird in Bild 3.1 verdeutlicht.



**Bild 3.1:** Mittelwertmodell mit dem Tastverhältnis  $d_a$  und dem Schaltsignal  $z_a$

Um die Modellgenauigkeit zu erhöhen, lässt sich (3.1) um zwei Spannungsabfälle erweitern

$$U_{S_{i0},\text{eff}} = U_{S_{i0}} - U_{\text{TG}_i} - U_{\text{VL}_i}. \quad (3.3)$$



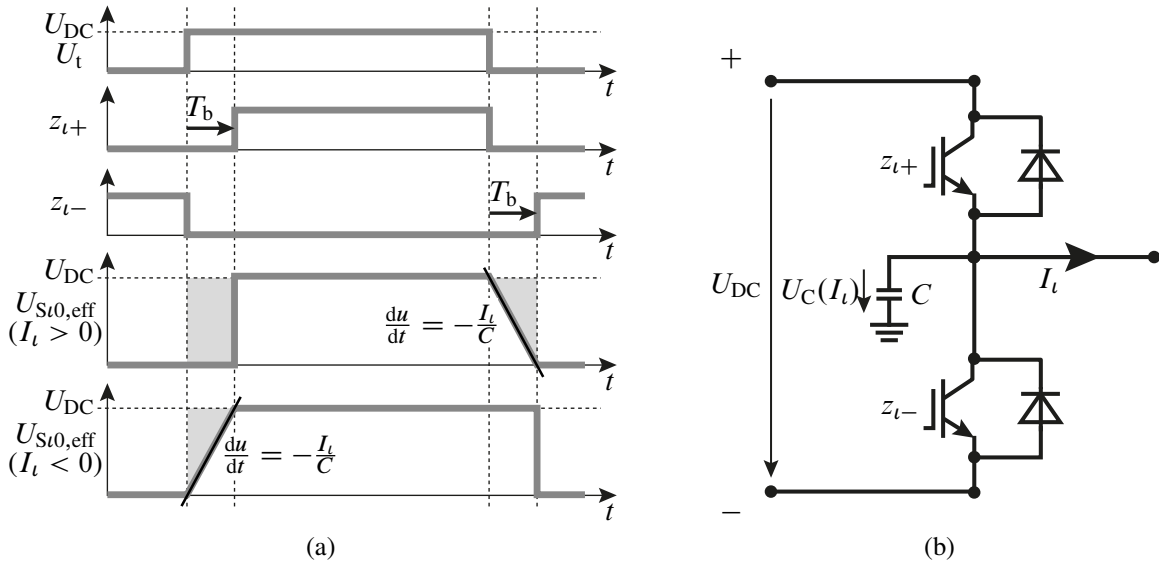
**Bild 3.2:** Signalflossbild Umrichter und Motor. Die vom Umrichter gestellten Statorspannungen hängen neben der Gleichspannung  $U_{\text{DC}}$  und den Tastverhältnissen  $d_i$  auch von den Motorströmen  $I_i$  ab

### Spannungsabfall durch Schaltverzugszeiten

Der erste Spannungsabfall  $U_{\text{TG}_i}$  entsteht nach [99] auf Grund der nicht idealen Schaltzeiten. Um einen Kurzschluss zu vermeiden, wird zwischen dem Öffnen und Schließen der im Umrichter verbauten IGBT's eine Blockierungszeit  $T_b$  abgewartet. Das ist notwendig, da die IGBT's eine gewisse Zeit  $T_{\text{on}}$  zum Öffnen und  $T_{\text{off}}$  zum Schließen benötigen. Wie in Bild 3.3a zu erkennen führt die Blockierungszeit  $T_b$  beim Schließen zu einem verspäteten Anstieg der Spannung und somit zu einer Reduktion der Mittelwertspannung. Beim Öffnen der Phase führt die Blockierungszeit zu einem verspäteten Abfall der Spannung und somit zu einer Erhöhung der Mittelwertspannung. Der maximale Betrag, um den die Mittelwertspannung beim Schließen reduziert und beim Öffnen vergrößert wird ist

$$U_{\text{TG}_{\text{max}}} = U_{\text{DC}} \frac{T_b}{T_{\text{PWM}}}. \quad (3.4)$$

Ein weiterer Schalteffekt ist nach [78], dass beim Kommutieren von einem IGBT zu einer Freilaufdiode die Ladungsträger im IGBT zunächst ausgeräumt werden müssen. Dieser Effekt lässt sich



**Bild 3.3:** a) Nicht idealer Schaltvorgang abhängig von der Stromrichtung mit der Blockierungszeit  $T_b$  und der Stromstärke  $I_l = I_{krit}$  b) Ersatzmodell mit ideal angenommenen IGBT's und Dioden sowie einer parasitären Kapazität  $C$  zum Nachbilden des Effekts der Verzugszeiten für eine Phase  $l$ .  $z_{l+}$  und  $z_{l-}$  stellen die Schaltsignale der beiden IGBT's dar

als parasitäre Kapazität  $C$  modellieren deren anliegende Spannung dem Spannungsabfall  $U_{TG_{max}}$  entgegenwirkt. Im umgekehrten Fall, wenn von einer Diode zu einem IGBT kommutiert wird, kann der Strom über die Diode abfließen bis der gegenüberliegende IGBT angeschaltet wird. Somit kommt es hier zu keiner Beeinflussung von  $U_{TG_{max}}$ . Ob von einem IGBT zu einer Diode oder umgekehrt kommutiert werden muss hängt von der Stromrichtung ab. Weiter hängt von der Stromstärke ab, wie weit die parasitäre Kapazität  $C$  in der Blockierungszeit  $T_b$  geladen werden kann. Die unterschiedlichen Auswirkungen in Abhängigkeit vom Strom sind in den beiden unteren Plots von Bild 3.3a zu erkennen. Somit lassen sich alle beschriebenen Schalteffekte zu einer stromabhängigen Funktion  $U_{TG}(I_l)$  zusammenfassen, während die IGBT's und Dioden als ideal angenommen werden können, wie in Bild 3.3b gezeigt.  $U_{TG}(I_l)$  ergibt sich zunächst zu

$$U_{TG}(I_l) = U_{on}(I_l) - U_{off}(I_l). \tag{3.5}$$

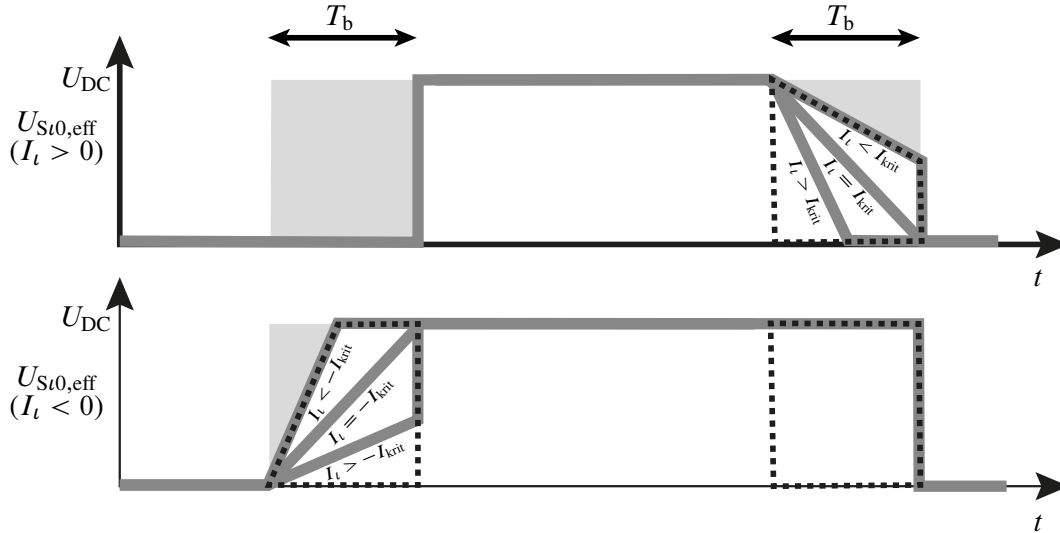
In Abhängigkeit von der Stromrichtung ergeben sich  $U_{on}(I_l)$  und  $U_{off}(I_l)$  zu

$$U_{on}(I_l) = \begin{cases} U_{TG_{max}} & I_l \geq 0 \\ U_{TG_{max}} - U_C(I_l) & I_l < 0 \end{cases} \tag{3.6}$$

und

$$U_{off}(I_l) = \begin{cases} U_{TG_{max}} & I_l \leq 0 \\ U_C(I_l) & I_l > 0 \end{cases}, \tag{3.7}$$

wobei  $U_{on}$  den Spannungsabfall beim Schließen der Phase angibt und  $U_{off}$  die Spannungserhöhung beim Öffnen der Phase.  $U_C(I_l)$  entspricht der über  $T_{PWM}$  gemittelten Spannung an der Kapazität  $C$ . In Bild 3.4 wird die Abhängigkeit von  $U_C$  vom Strom  $I_l$  nochmal verdeutlicht. Dabei ist  $U_C$



**Bild 3.4:** Abhängigkeit der Spannungen  $U_{\text{on}}$  und  $U_{\text{off}}$  vom Strom  $I_l$  und dem Öffnen und Schließen der Phase. Die Spannung  $U_{\text{on}}$  ist proportional zu der hellgrauen Fläche im ersten Zeitraum  $T_b$  und  $U_{\text{off}}$  ist proportional zu der weißen Fläche im zweiten Zeitraum  $T_b$

proportional zu den gestrichelt umrandeten Flächen, die in Abhängigkeit vom Strom  $I_l$  größer oder kleiner werden.

Da der Ladevorgang der parasitären Kapazität  $C$  immer mit der Blockierungszeit  $T_b$  endet, müssen zwei verschiedene Strombereiche betrachtet werden. Zum einen der Strombereich bei dem die Stromstärke nicht ausreicht, um den Ladevorgang der Kapazität in der Zeit  $T_b$  abzuschließen und zum anderen der Bereich bei dem die Stromstärke groß genug ist. Dies wird in Bild 3.4 verdeutlicht. Mit der Annahme, dass  $I_l$  konstant ist während eines Abtastschritts  $T_{\text{PWM}}$  lässt sich die Stromstärke  $I_{\text{krit}}$  bestimmen, die mindestens benötigt wird, um die parasitäre Kapazität vollständig in der Zeit  $T_b$  zu laden oder entladen [65]. Über die differentielle Kapazitätengleichung

$$\frac{du(t)}{dt} = \frac{1}{C}i(t) \quad (3.8)$$

ergibt sich

$$I_{\text{krit}} = \frac{C U_{\text{DC}}}{T_b}. \quad (3.9)$$

Über die geometrischen Zusammenhänge, die in Bild 3.4 zu erkennen sind, und Gleichung (3.8) ergibt sich

$$U_C(I_l) = \begin{cases} U_{\text{TGmax}} - \frac{1}{2} \frac{U_{\text{DC}}^2 C}{T_{\text{PWM}} I_l} & I_l < -I_{\text{krit}} \\ -\frac{1}{2} \frac{T_b^2}{C T_{\text{PWM}}} I_l & -I_{\text{krit}} \leq I_l < 0 \\ U_{\text{TGmax}} - \frac{1}{2} \frac{T_b^2}{C T_{\text{PWM}}} I_l & 0 \geq I_l \leq I_{\text{krit}} \\ \frac{1}{2} \frac{U_{\text{DC}}^2 C}{T_{\text{PWM}} I_l} & I_l > I_{\text{krit}} \end{cases}. \quad (3.10)$$

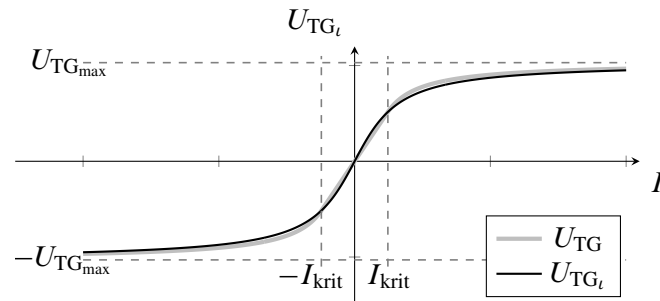
Über die Gleichungen (3.5) bis (3.7) und (3.10) lässt sich die Spannung  $U_{\text{TG}}(I_t)$  zusammenfassen zu

$$U_{\text{TG}}(I_t) = \begin{cases} \frac{1}{2} \frac{T_b^2}{C T_{\text{PWM}}} I_t & |I_t| \leq I_{\text{krit}} \\ \text{sign}(I_t) \left( \frac{1}{2} \frac{U_{\text{DC}}^2 C}{T_{\text{PWM}} I_t} - U_{\text{TGmax}} \right) & |I_t| > I_{\text{krit}} \end{cases} \quad (3.11)$$

Der sich ergebende Verlauf der Spannung  $U_{\text{TG}}(I_t)$  ist in Bild 3.5 dargestellt. Weiter wird dort gezeigt, dass die Funktion

$$U_{\text{TG}_t} = \frac{2}{\pi} U_{\text{TGmax}} \arctan\left(\frac{I_t}{I_{\text{krit}}}\right) \quad (3.12)$$

die zusammengesetzte Funktion 3.11 ausreichend genau approximiert: Weiter bietet sie den Vorteil, dass hier nicht zwischen zwei Funktionen geschaltet werden muss.



**Bild 3.5:** Qualitativer Verlauf von  $U_{\text{TG}}$  und dessen Approximation  $U_{\text{TG}_t}$  in Abhängigkeit von  $I_t$

### Spannungsabfall an Freilaufdiode und IGBT

Der zweite Spannungsabfall  $U_{\text{VL}_t}$  nach Gleichung (3.3) entsteht auf Grund der Spannungsverluste an den Dioden und IGBT's, wie in [78] beschrieben. Da die statische Spannungscharakteristik von Diode und IGBT sehr ähnlich ist, wird vereinfachend angenommen, dass  $U_{\text{Diode}_t} = U_{\text{IGBT}_t} = U_{\text{VL}_t}$  ist. Der Spannungsabfall tritt immer am aktiven Halbleiterelement auf und ist vor allem bei kleinen Spannungen zu berücksichtigen. Das statische Verhalten einer Diode kann nach [95] mittels der Gleichung

$$I_{\text{Diode}} = I_r \left( e^{\frac{U_{\text{Diode}}}{n U_T}} - 1 \right) \quad (3.13)$$

beschrieben werden. Dabei ist  $I_r$  der Reservestrom,  $n$  der Emissionskoeffizient und  $U_T$  die Temperaturspannung, sie beträgt bei Raumtemperatur 0,026 V. Durch Auflösen von (3.13) nach  $U_{\text{Diode}}$  sowie Substitution von  $I_{\text{Diode}}$  durch  $I_t$  und  $U_{\text{Diode}}$  durch  $U_{\text{VL}_t}$  ergibt sich

$$U_{\text{VL}_t} = n U_T \ln \left( \frac{I_t}{I_r} + 1 \right) \quad (3.14)$$

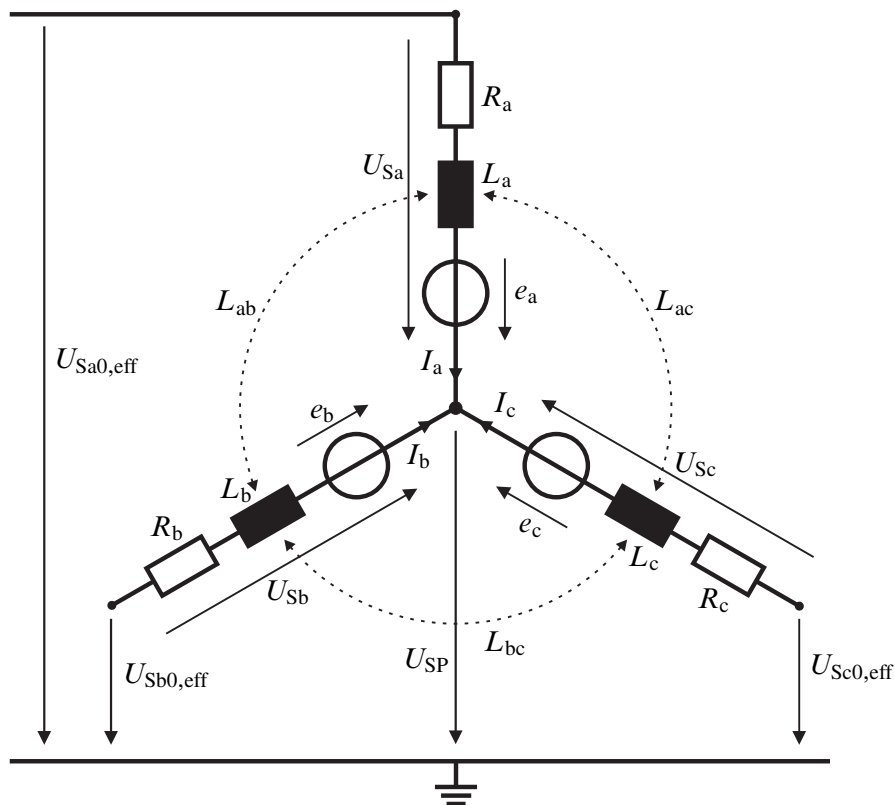
Durch Änderung der Stromrichtung ändert sich ebenfalls der leitende Halbleiter eines Brückenzweiges der B6-Brücke. Wird dies in (3.14) berücksichtigt ergibt sich

$$U_{VL_t} = \text{sign}(I_t) n U_T \ln \left( \frac{I_t}{I_r} + 1 \right). \quad (3.15)$$

Somit ergibt sich zusammenfassend aus Gleichung (3.3), (3.12) und (3.15)

$$U_{S_{l0},\text{eff}} = U_{S_{l0}} - \frac{2}{\pi} U_{TG_{\max}} \arctan \left( \frac{I_t}{I_{\text{krit}}} \right) - \text{sign}(I_t) n U_T \ln \left( \frac{I_t}{I_r} + 1 \right). \quad (3.16)$$

### 3.1.2 Permanenterregte Synchronmaschine



**Bild 3.6:** Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine im statorfesten 3-Phasen System

Das Ersatzschaltbild 3.6 zeigt, dass jeder Strang mit einer konzentrierten Spule und einem Widerstand modelliert wird. Die durch den Wechselrichter erzeugten Leiter-Erde-Spannungen  $U_{S_{l0},\text{eff}}$  aus Gleichung (3.3) dienen der permanenterregten Synchronmaschine (PMSM) als Eingang und erzeugen die Phasenspannungen  $U_{S_l}$  mit  $l \in \{a,b,c\}$ . Der Zusammenhang zwischen den Spannungen ergibt sich über die Sternspannung zu

$$U_{S_{l0},\text{eff}} = U_{S_l} + U_{SP}. \quad (3.17)$$

Für die Sternspannung folgt hieraus

$$U_{SP} = \frac{\sum_{l \in \{a,b,c\}} (U_{S_{l0,eff}} - U_{S_l})}{3}. \quad (3.18)$$

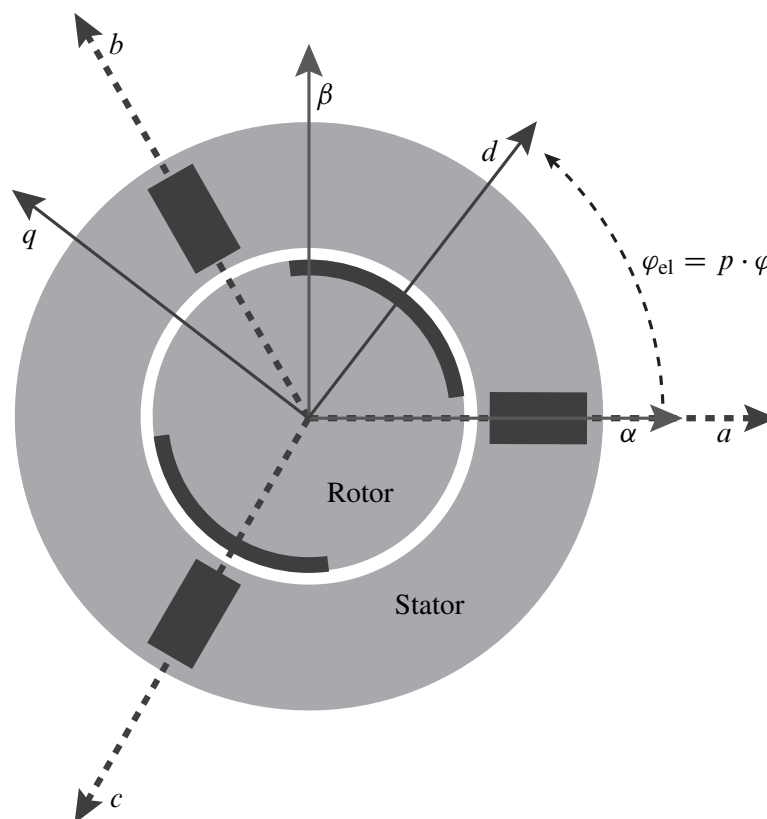
Die Phasenspannungen  $U_{S_l}$  der drei um  $120^\circ$  phasenverschobenen Phasen lassen sich mit Hilfe des allgemeinen Induktionsgesetzes zu

$$U_{S_l} = R_l I_l + \frac{d\Psi_l}{dt} \quad (3.19)$$

bestimmen, mit den Wicklungswiderständen  $R_l$  und den Flussverkettungen  $\Psi_l$ , welche sich zu

$$\Psi_l = L_l I_l + \sum_{v \in \{a,b,c\} \cap \bar{j}} (L_{lv} I_v) + \Psi_{PM_l}(\varphi_{el}) \quad (3.20)$$

ergeben.  $L_l$  sind die Hauptinduktivitäten und  $L_{lv}$  die Koppelinduktivitäten.  $\varphi_{el}$  ist der elektrische Winkel, der hier definiert wird als der Winkel zwischen der statorfesten  $\alpha$ -Achse und der rotorfesten  $d$ -Achse, wie in Bild 3.7 gezeigt.



**Bild 3.7:** Permanentmagnetische Synchronmaschine und die verwendeten statorfesten  $abc$ - und  $\alpha\beta$ -Koordinatensysteme sowie das rotorfeste  $dq$ -Koordinatensystem, welches sich mit dem elektrischen Winkel  $\varphi_{el}$  mitdreht

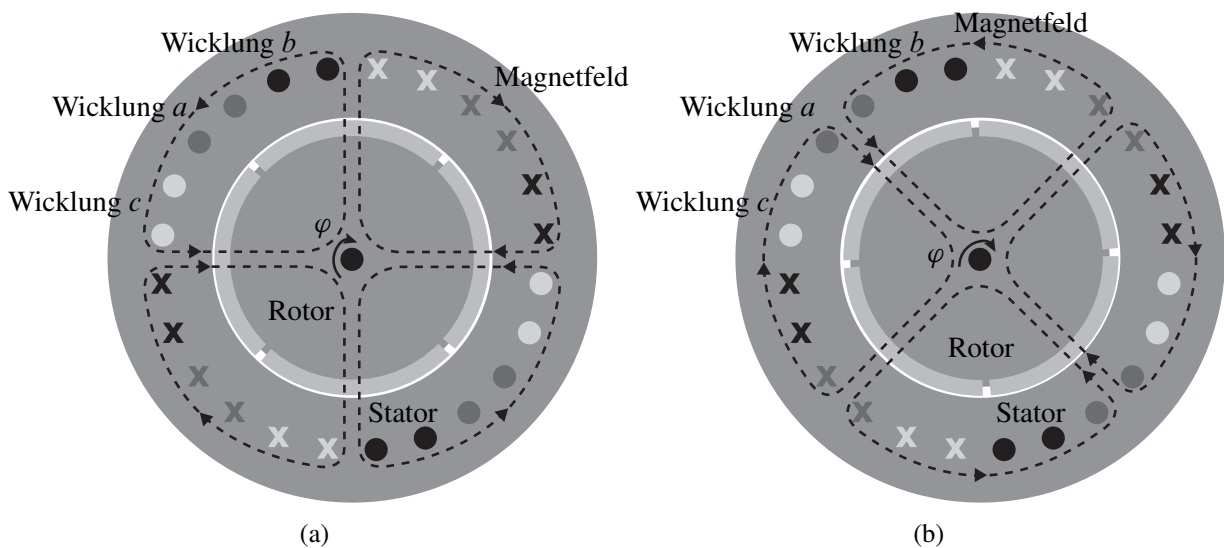
Bei der Synchronmaschine ist die elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{el}$  starr mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}$  über die Polpaarzahl  $p$  verknüpft [91]. Durch Integration ergibt sich der Zusammenhang

$$\int \dot{\varphi}_{el} = \int p \dot{\varphi} = \varphi_{el} = p \varphi + C_0 \quad (3.21)$$

für  $\varphi_{el}$  und  $\varphi$ . Der Anfangswinkel  $C_0$  kann als bekannt angenommen werden und somit vereinfachend zu Null gewählt werden.  $\Psi_{PM_l}(\varphi_{el})$  stellt die Flussverketzung zwischen Permanentmagnet und Spule einer Phase dar und ergibt sich aus dem magnetischen Fluss  $\phi_l(\varphi_{el})$

$$\begin{aligned} \Psi_{PM_l}(\varphi_{el}) &= N_l \phi_l(\varphi_{el}) = N_l \int B_{PM}(\varphi_{el}) dA = N_l B_{PM} A_j(\varphi_{el}) \\ &= N_l B_{PM} A_g \cos\left(\varphi_{el} - \eta \frac{2\pi}{3}\right) = \check{\Psi}_{PM_l} \cos\left(\varphi_{el} - \eta \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{mit } \eta = 0,1,2, \end{aligned} \quad (3.22)$$

wie in Bild 3.8 dargestellt.



**Bild 3.8:** 4-polige PMSM mit dargestellten Magnetfeldlinien der Permanentmagnete. Die Stärke der Flussverketzung  $\Psi_{PM_l}(\varphi_{el})$  ergibt sich aus der Fläche die die Windungen der Phase  $l$  aufspannen und vom Magnetfeld der permanent Magnete durchflossen wird

a)  $\varphi = C_0$  b)  $\varphi = C_0 + \Delta\varphi$  mit dem Anfangswinkel  $C_0$  und dem Verschiebungswinkel  $\Delta\varphi$

Für Phase a gilt  $\eta = 0$ , für Phase b und c entsprechend  $\eta = 1$  und  $\eta = 2$ . Dies soll zur einfacheren Darstellung im Folgenden immer für die drei Phasen gelten.  $N_l$  ist die Anzahl der Windungen einer Spule und  $B_{PM}(\varphi_{el})$  ist die magnetische Flussdichte des Permanentmagneten. Unter der Annahme eines konstanten Luftspalts  $\delta$  ist  $B_{PM}$  unabhängig von  $\varphi_{el}$  und somit konstant. Folglich lässt sich das Integral vereinfachen. Die durchflutete Fläche  $A_l(\varphi_{el})$  ändert sich über dem elektrischen Winkel  $\varphi_{el}$ .  $A_g$  ist die maximal durchflutete Fläche einer Phase, wenn der Magnet senkrecht zur Spule steht.  $\check{\Psi}_{PM_l}$  gibt somit die Amplitude der Flussverketzung einer Phase an. Auch die Wider-

stände und Induktivitäten hängen wie folgt von der Windungszahl  $N_l$  ab.

$$R_l = \frac{N_l l_W \rho}{A_W} \quad (3.23)$$

$$L_l = \frac{N_l^2}{R_m} \quad (3.24)$$

$$L_{lv} = -\frac{N_l N_v}{2 R_m} \quad (3.25)$$

Hierbei sind  $l_W$  und  $A_W$  die Länge und die Querschnittsfläche einer Wicklung und  $\rho$  der spezifische Widerstand sowie  $R_m$  der magnetische Widerstand einer Wicklung. Durch Einsetzen der Differentiation von Gleichung (3.20) in Gleichung (3.19) ergibt sich

$$U_{S_l} = R_l I_l + L_l \frac{dI_l}{dt} + \sum_{v \in \{a,b,c\} \cap \bar{l}} \left( L_{lv} \frac{dI_v}{dt} \right) - \underbrace{\omega_{el} \check{\Psi}_{PM_l} \sin\left(\varphi_{el} - \eta \frac{2\pi}{3}\right)}_{e_l} \quad (3.26)$$

mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit

$$\omega_{el} = \frac{d\varphi_{el}}{dt}. \quad (3.27)$$

$e_l$  entspricht der durch den Permanentmagneten induzierten Spannung. Das in (3.26) dargestellte Gleichungssystem ist überbestimmt, wodurch das Auflösen nach den Stromänderungen  $\frac{dI_l}{dt}$  nicht ohne weiteres möglich ist. Aus der Annahme des ideal isolierten Sternpunktes folgen die Zwangsbedingungen

$$\sum_{l \in \{a,b,c\}} I_l = 0 \quad (3.28)$$

$$\sum_{l \in \{a,b,c\}} \frac{dI_l}{dt} = 0. \quad (3.29)$$

Hiermit ist das Gleichungssystem (3.26) lösbar. Eine elegante Möglichkeit dies zu tun, stellt die Amplituden invariante Clarke-Transformation in Abschnitt A.2.1 dar. Damit ergibt sich in Matrixschreibweise aus (3.26) mit (A.2) und (3.18) unter Vernachlässigung der Nullkomponente ein 2-phasiges-System

$$\frac{d\mathbf{I}_{\alpha\beta}}{dt} = \begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \left( \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \mathbf{R}_{\alpha\beta} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} - \mathbf{e}_{\alpha\beta} \right) = \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} (\mathbf{U}_{\alpha\beta} - \mathbf{R}_{\alpha\beta} \mathbf{I}_{\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta}) \quad (3.30)$$

mit

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{2(L_a - L_{ab} - L_{ac})}{3} + \frac{L_b + 2L_{bc} + L_c}{6} & \frac{2L_{ab} - 2L_{ac} - L_b + L_c}{2\sqrt{3}} \\ \frac{2L_{ab} - 2L_{ac} - L_b + L_c}{2\sqrt{3}} & \frac{1}{2}L_b - L_{bc} + \frac{1}{2}L_c \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{R}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \frac{4R_a + R_b + R_c}{6} & \frac{R_c - R_b}{2\sqrt{3}} \\ \frac{R_c - R_b}{2\sqrt{3}} & \frac{R_b + R_c}{2} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} -\omega_{el} \frac{2\check{\Psi}_{PM_a} \sin(\varphi_{el}) - \check{\Psi}_{PM_b} \sin(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi) - \check{\Psi}_{PM_c} \sin(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi)}{3} \\ -\omega_{el} \frac{\check{\Psi}_{PM_b} \sin(\varphi_{el} - \frac{2}{3}\pi) - \check{\Psi}_{PM_c} \sin(\varphi_{el} - \frac{4}{3}\pi)}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Mit der Symmetrie Annahme lassen sich folgende Vereinfachungen vornehmen

$$\begin{aligned}
 L_l &= L \\
 L_{lv} &= -\frac{L}{2} \\
 R_l &= R \\
 \check{\Psi}_{PM_l} &= \Psi_{PM}.
 \end{aligned} \tag{3.34}$$

Mit diesen Vereinfachungen ergibt sich aus (3.30) - (3.33)

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3L} \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\Psi_{PM}\omega_{el} \sin(\varphi_{el}) \\ \Psi_{PM}\omega_{el} \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \right). \tag{3.35}$$

Mit Hilfe der Park-Transformation (A.4) lässt sich (3.35) aus dem orthogonalen statorfesten Koordinatensystem in das orthogonale rotorfeste Koordinatensystem transformieren und ergibt sich zu

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3L} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3L} \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -\frac{3L}{2}\omega_{el} \\ \frac{3L}{2}\omega_{el} & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_{PM}\omega_{el} \end{bmatrix} \right). \tag{3.36}$$

Dieses bietet den Vorteil, dass es sich bei den Zustands- und Eingangsgrößen um Gleichgrößen und keine Wechselgrößen mehr handelt.

Das sich ergebende elektrische Moment  $M_{el}$  ist im rotorfesten Koordinatensystem unter der Vernachlässigung des Reluktanzmomentes nach [91]

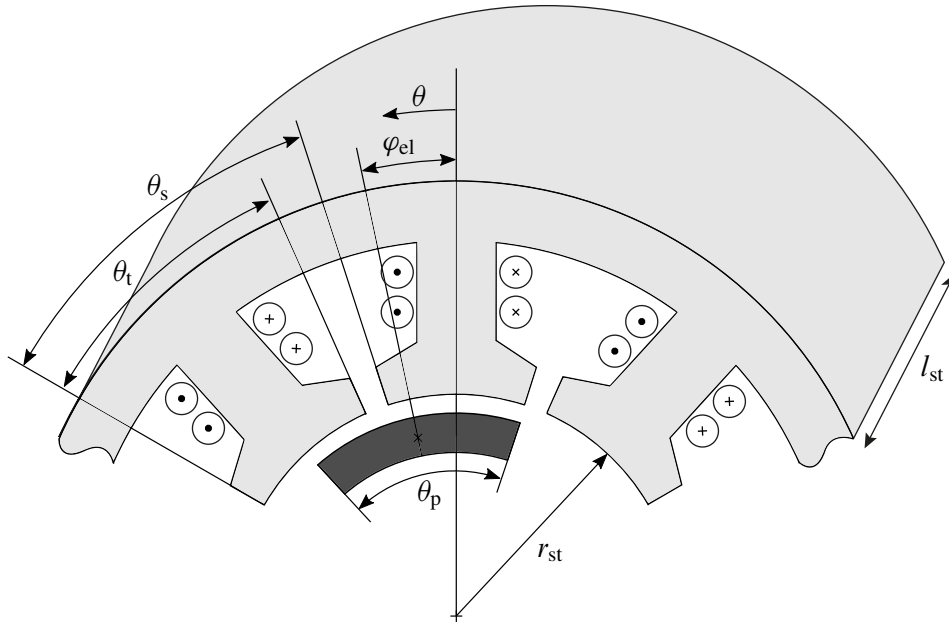
$$M_{el} = \frac{3}{2} p \Psi_{PM} I_q. \tag{3.37}$$

Im 3-Phasen System lässt sich das Moment mittels des Prinzips der virtuellen Verrückung bestimmen [71] und es ergibt sich

$$M_{el} = -p \sum_{l \in \{a,b,c\}} \check{\Psi}_{PM_l} I_l \sin\left(\varphi_{el} - \eta \frac{2}{3} \pi\right) \tag{3.38}$$

## Oberwellenmodell

Eine genauere Modellierung der Oberwellen ermöglicht einer modellbasierten Regelung oder Steuerung, durch eine Steigerung der Modellgüte, die Momentenwelligkeit zu reduzieren. Weiter lässt sich die stationäre Genauigkeit verbessern. Im Folgenden wird nicht mehr von der allgemeinen PMSM ausgegangen, sondern von der in Prüfstand 2.2 vorhandenen PMSM mit Bruchlochwicklung. Das allgemeine Vorgehen zur Entwicklung eines Oberwellenmodells kann aber für beliebige permanenterregte Synchronmaschinen übernommen werden. Die magnetische Flussdichte  $B_{PM}$  wird in (3.22) als konstant angenommen, wodurch sich die Flussverkettung  $\Psi_{PM_l}(\varphi_{el})$  vereinfacht. Sollen die Nutöffnungen und die damit hervorgerufenen Oberwellen berücksichtigt



**Bild 3.9:** Winkel und Abmessungen der permanentmagnetigen Synchronmaschine mit Bruchlochwicklung

werden, können diese Vereinfachungen nicht mehr gemacht werden. Die magnetische Flussdichte ergibt sich nach [30] aus

$$B_{\text{PM}}(\varphi_{\text{el}}) = \frac{K_1 C_\phi}{1 + \frac{K_r \mu_r C_\phi \delta(\varphi_{\text{el}})}{l_m}} B_r, \quad (3.39)$$

mit dem magnetischen Streufaktor  $K_1$ , dem Flusskompressionsfaktor  $C_\phi$ , dem Reluktanzfaktor  $K_r$ , der Permeabilitätszahl  $\mu_r$ , der Länge der Permanentmagneten in Richtung der Magnetisierung  $l_m$ , der Remanenz  $B_r$  und und der Luftspaltbreite  $\delta(\varphi_{\text{el}})$ , die durch die Nutöffnungen über dem elektrischen Rotorlagewinkel  $\varphi_{\text{el}}$  variiert. Damit ist die magnetische Flussdichte nicht mehr konstant und die Annahmen in Gleichung (3.22) sind nicht mehr zutreffend.  $\Psi_{\text{PM}_l}(\varphi_{\text{el}})$  ergibt sich dann zu

$$\Psi_{\text{PM}_{0,l}}(\varphi_{\text{el}}) = N_l N_Z \frac{l_{\text{st}} r_{\text{st}}}{p} \int_{-\frac{\theta_s}{2}}^{\frac{\theta_s}{2}} B_{\text{PM}}(\theta + \varphi_{\text{el}} - \eta \frac{2}{3} \pi) d\theta, \quad (3.40)$$

mit der Anzahl an Statorzähnen  $N_Z$ , der axialen Motorlänge  $l_{\text{st}}$ , dem Statorinnenradius  $r_{\text{st}}$ , der Breite einer Nutteilung  $\theta_s$  und dem elektrischen Umfangswinkel  $\theta$ , wie in Bild 3.9. Nach [30] lässt sich die Flussverkettung als Fourierreihe in der Form

$$\Psi_{\text{PM}_{0,l}}(\varphi_{\text{el}}) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \check{\Psi}_{\text{PM}_l,k} e^{jk(\varphi_{\text{el}} - \eta \frac{2}{3} \pi)} \quad (3.41)$$

darstellen, mit dem Fourierkoeffizienten  $\check{\Psi}_{\text{PM}_l,k}$ . Für  $k = 1$  geht (3.41) über in das Grundwellenmodell aus Gleichung (3.22). Zur Bestimmung der Motorgrößen wird die durch den Permanent-

magneten induzierte Spannung benötigt, die sich durch Differenzieren von (3.41) zu

$$e_{O,t} = \frac{d\Psi_{PM_{0,t}}(\varphi_{el})}{dt} = \omega_{el} \sum_{k=-\infty}^{\infty} jk \check{\Psi}_{PM_t,k} e^{jk(\varphi_{el} - \eta \frac{2}{3}\pi)} = \omega_{el} \sum_{k=-\infty}^{\infty} k \check{\Psi}_{PM_t,k} e^{j\frac{k\pi}{2}} e^{jk(\varphi_{el} - \eta \frac{2}{3}\pi)} \quad (3.42)$$

ergibt. Für reellwertige Funktionen lässt sich nach [52] Gleichung 3.42 in Amplituden-Phasen Form

$$e_{O,t} = 2\omega_{el} \sum_{k=0}^{\infty} k \check{\Psi}_{PM_t,k} \cos \left( k \left( \varphi_{el} - \eta \frac{2}{3}\pi + \frac{\pi}{2} \right) \right) \quad (3.43)$$

darstellen. Da die Fourierkoeffizienten der Flussverkettung  $\check{\Psi}_{PM_t,k}$  als rein reell angenommen werden können, lassen sich Betrag und Phase direkt aus (3.42) ablesen.

In (3.43) werden noch alle Oberwellen betrachtet. Im Folgenden sollen nur noch die Oberwellen betrachtet werden, die sich nicht gegenseitig ausgleichen. Dabei ist zu beachten, dass es mit- und gegenläufige Oberwellen gegenüber der Grundwelle gibt. Dies soll mittels vorzeichenbehafteten Ordnungszahlen  $k = k^*$  berücksichtigt werden. Die relevanten Oberwellen  $k^*$  lassen sich bei einer Bruchlochwicklung, die bei den Motoren von Prüfstand 2.2 vorliegt, nach [9] wie folgt bestimmen

$$k^* = 1 + mg, \text{ mit } g = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (3.44)$$

und der Anzahl an Phasen  $m$ . Nach der Ordnungszahl 13 sind die Amplituden der Oberwellen so klein, dass die Oberwellen mit Ordnungszahlen größer 13 vernachlässigt werden und es ergibt sich

$$k^* = \{1, -2, 4, -5, 7, -8, 10, -11, 13\}. \quad (3.45)$$

Damit vereinfacht sich (3.43) zu

$$e_{O,t} = 2\omega_{el} \sum_{k \in k^*} k \check{\Psi}_{PM_t,k} \cos \left( k \left( \varphi_{el} - \eta \frac{2}{3}\pi + \frac{\pi}{2} \right) \right). \quad (3.46)$$

In  $\alpha\beta$ -Koordinaten ergibt sich mit der Clarke-Transformation (A.2) die induzierte Spannung

$$\mathbf{e}_{O,\alpha\beta} = 2\omega_{el} \begin{bmatrix} \sum_{k \in k^*} \check{\Psi}_{PM_t,k} \cos \left( k \left( \varphi_{el} + \frac{\pi}{2} \right) \right) \\ \sum_{k \in k^*} \check{\Psi}_{PM_t,k} \sin \left( k \left( \varphi_{el} + \frac{\pi}{2} \right) \right) \end{bmatrix}. \quad (3.47)$$

Durch Ersetzen von  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}$  in Gleichung (3.30) mit (3.47) können die sich ergebenden Oberwellen im Modell berücksichtigt werden.

### 3.1.3 Parameteridentifikation des elektrischen Teilsystems

Zunächst werden die Größenordnungen der benötigten Parameter des Umrichters und der PMSM mittels klassischer Identifikationsverfahren und empirischer Wahl (Nutzung typischer Kenngrößen) ermittelt. Anschließend wird das Gesamtmodell mittels eines genetischen Algorithmus (Globaler Optimierer) optimiert [1]. Identifiziert wurde der Aktor des Prüfstandes 2.2.

Zunächst werden die Parameter der Spannungsabfälle aus Gleichung (3.15) und (3.12) bestimmt. In (3.15) werden die Temperaturspannung  $U_T$ , der Emissionskoeffizient  $n$  und der Reservestrom  $I_r$  benötigt.  $U_T$  ist eine Konstante von 26 mV.  $n$  kann als ein Korrekturfaktor angesehen werden und liegt zwischen 2 und 5. Die Größenordnung von  $I_r$  lässt sich aus Datenblättern von Dioden mit entsprechender Leistungsspezifikation ermitteln.

In (3.12) werden nach Einsetzen von (3.4) und (3.9) die Blockierungszeit  $T_b$  und der Strom  $I_{krit}$  benötigt. Durch Umstellen von (3.3) nach  $U_{TG_i}$

$$U_{TG_i} = d_i U_{DC} - U_{S_{i0,eff}} - U_{V_{L_i}}(I_i). \quad (3.48)$$

und Messung des Phasenstroms  $I_i$  sowie der Leiter-Erde-Spannung  $U_{S_{i0,eff}}$  ist  $U_{TG_i}$  über (3.48) bestimmbar. Über eine lokale Optimierung werden die, oben beschriebenen, benötigten Parameter bestimmt. Für die Bestimmung werden für die Parameter von  $U_{V_{L_i}}(I_i)$  aus (3.15) die Mittelwerte der beschriebenen Bereiche gewählt.

Auf Grund der bereits gemachten Symmetrieannahmen müssen für den Motor lediglich ein Widerstand  $R$ , eine Induktivität  $L$  und die Amplitude der Flussverkettung  $\Psi_{PM}$  identifiziert werden. Die Flussverkettung lässt sich über einen Leerlaufversuch [91], bei dem die PMSM im Generatorbetrieb arbeitet und mit einer konstanten Drehzahl angetrieben wird, ermitteln. Auf Grund des Leerlaufes ist die Maschine stromfrei und über (3.26) sowie den gemessenen Leiter-Erde-Spannungen  $U_{S_{a0,eff}}$  und  $U_{S_{b0,eff}}$  und dem gemessenen Rotorlagewinkel  $\varphi$  lässt sich die induzierte Spannung bestimmen, aus der sich die Amplitude der Flussverkettung zu

$$\Psi_{PM} = \frac{U_{ab}}{\sqrt{3}\omega_{el} \cos\left(\varphi_{el} - \frac{2\pi}{3}\right)} = \frac{U_{S_{a0,eff}} - U_{S_{b0,eff}}}{\sqrt{3}\omega_{el} \cos\left(p\varphi - \frac{2\pi}{3}\right)} \quad (3.49)$$

ergibt.

Der Widerstand und die Induktivität werden mittels der Methode der kleinsten Quadrate ermittelt [45]. Der Prüfstand wird mit einer offenen Phase b und einer geerdeten Phase c betrieben. An der Phase a wird ein passend dimensioniertes Pseudo-Rausch-Binär-Signal (PRBS) verwendet. Für die richtige Auslegung des Eingangssignals siehe z.B. [45]. Gemessen wird der Phasenstrom  $I_a$  sowie die Leiter-Erde-Spannungen  $U_{S_{a0,eff}}$  und  $U_{S_{c0,eff}}$ . Der Rotor wird sich somit nicht drehen ( $\omega = 0$ ). Weiter ergibt sich  $I_a = -I_c$  sowie  $U_{S_a} = -U_{S_c}$ . Damit vereinfacht sich Gleichung (3.26) mit (3.17) zu

$$\frac{dI_i}{dt} = \frac{2}{3L} \left( \frac{U_{S_{a0,eff}} - U_{S_{c0,eff}}}{2} - R I_a \right). \quad (3.50)$$

Über die Diskretisierung (A.1) lässt sich Gleichung (3.50) zu

$$I_a(k) = \underbrace{\frac{2T}{3L}}_{=\hat{\Theta}_1} \frac{U_{S_{a0,eff}}(k-1) - U_{S_{c0,eff}}(k-1)}{2} + \underbrace{\left(1 - \frac{2RT}{3L}\right)}_{=\hat{\Theta}_2} I_a(k-1) \quad (3.51)$$

umformen und die geschätzten Parameter ergeben sich zu  $\hat{L} = \frac{2T}{3\hat{\Theta}_1}$  und  $\hat{R} = (1 - \hat{\Theta}_2)\hat{\Theta}_1$ .

Bei der Identifikation hat sich weiter ergeben, dass sich eine Totzeit im System befindet. Diese Totzeit wurde beim bestehenden Prüfstand auf drei Taktzyklen identifiziert. Ursache für die Totzeit ist unter anderem der Umrichter, der eine gewisse Zeit benötigt, um den Schaltbefehl umzusetzen.

Da für die benötigten Parameter teilweise nur die Gültigkeitsbereiche eingeschränkt werden konnten und andere Parameter wiederum basierend auf den gemittelten Gültigkeitsbereichen der vorherigen Parameter geschätzt wurden, soll das Gesamtmodell des elektrischen Aktors mittels einer globalen Optimierung optimiert werden. Ein weiterer Einflussfaktor, weshalb eine zusätzliche Optimierung sinnvoll ist, ist die Winkelgeschwindigkeit  $\omega$ , die nur über einen Zustandsvariablenfilter (ZVF, siehe [45, 98]) aus dem Rotorwinkelsignal bestimmt werden kann. Die entstehende Phasenverschiebung im ZVF verfälscht das Modellergebnis, was durch eine Anpassung der Parameter zum Teil kompensiert werden kann. Dem genetischen Algorithmus wird ein beschränkter Parameterraum vorgegeben. Hierfür werden die ermittelten Parameterbereiche verwendet. Bei den bereits geschätzten Parametern wird der Parameterraum symmetrisch um den vorhandenen Schätzwert aufgespannt. Eine Variation von  $\pm 20\%$  um den vorher geschätzten Wert wird zugelassen. Als Gütefunktion wird  $G = \sum_{k=1}^{k=N} (I_\alpha(k) - \hat{I}_\alpha)^2 + (I_\beta(k) - \hat{I}_\beta)^2$  verwendet. Dabei werden  $I_\alpha$  sowie  $I_\beta$  gemessen und  $\hat{I}_\alpha$  und  $\hat{I}_\beta$  ergeben sich aus Gleichung (3.35). Die sich ergebenden Parameter führen zu sehr guten Modellergebnissen, wie sich im nächsten Abschnitt zeigen wird.

### Flussverkettung mit Oberwellen

Im vorherigen Abschnitt 3.1.2 wurde das einfache Motormodell um die Oberwellen in der Flussverkettung erweitert. Um das Modell nutzen zu können, müssen die Fourierkoeffizienten in (3.46) identifiziert werden. Dies gelingt ebenfalls im bereits beschriebenen Leerlaufversuch. Wird die verkettete Spannung von Phase a und b betrachtet, kann diese ebenfalls als reelle Fourierreihe in Amplituden-Phasen Form beschrieben werden, diese ergibt sich aus den durch die Permanentmagneten induzierten Spannungen (3.46) in Phase a und b zu

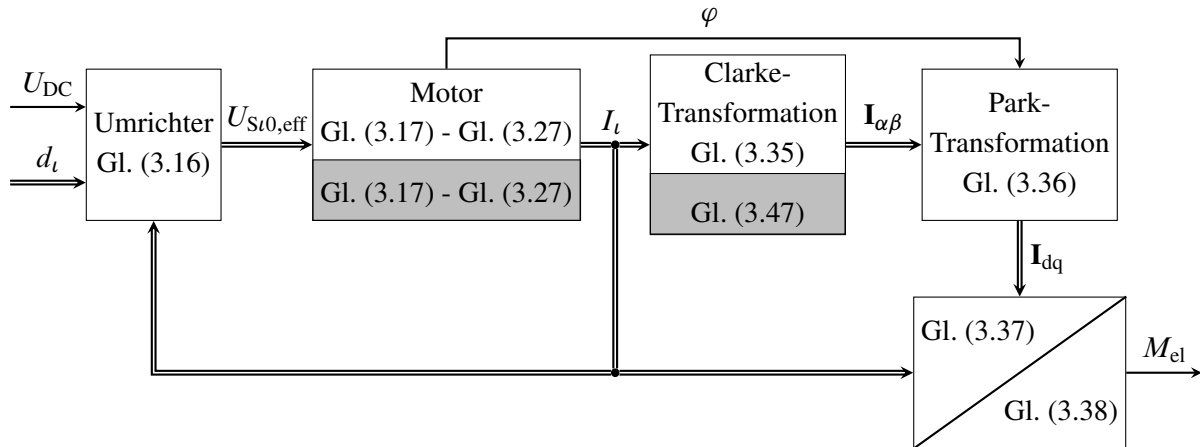
$$\begin{aligned} U_{ab} &= 2 \sum_{k \in k^*} \check{U}_{ab,k} \cos(k(\varphi_{el} + \varphi_0)) = e_{O,a} - e_{O,b} \\ &= 2\omega_{el} \sum_{k \in k^*} k \check{\Psi}_{PM_t,k} \cos\left(k\left(\varphi_{el} + \frac{\pi}{2}\right)\right) - 2\omega_{el} \sum_{k \in k^*} k \check{\Psi}_{PM_t,k} \cos\left(k\left(\varphi_{el} - \frac{1}{6}\pi\right)\right). \end{aligned} \quad (3.52)$$

Über das trigonometrische Additionstheorem [14] lässt sich (3.52) weiter umformen zu

$$\begin{aligned} 2 \sum_{k \in k^*} \check{U}_{ab,k} \cos(k(\varphi_{el} + \varphi_0)) &= -4\omega_{el} \sum_{k \in k^*} k \check{\Psi}_{PM_t,k} \sin\left(k\left(\varphi_{el} + \frac{\pi}{6}\right)\right) \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ &= 2\omega_{el} \sum_{k \in k^*} \sqrt{3}|k| \check{\Psi}_{PM_t,k} \cos\left(k\left(\varphi_{el} + \frac{\pi}{3}\right)\right) \end{aligned} \quad (3.53)$$

Über einen Koeffizientenvergleich lassen sich die Fourierkoeffizienten  $\check{\Psi}_{PM_t,k}$  über

$$\check{\Psi}_{PM_t,k} = \frac{\check{U}_{ab,k}}{\sqrt{3}|k|\omega_{el}} \quad (3.54)$$



**Bild 3.10:** Blockschaltbild zur Verdeutlichung der Zusammenhänge zwischen den einzelnen Teilmodellen. Bei den aufgeteilten Blöcken in einen grau und weiß hinterlegten Bereich kann das Grundwellenmodell (weiß) durch das Oberwellenmodell (grau) ersetzt werden

bestimmen. Die Fourierkoeffizienten der Spannung  $\check{U}_{ab,k}$  lassen sich direkt über die diskrete Fouriertransformation (DFT) mit dem Zusammenhang

$$\check{U}_{ab,k} = \frac{\hat{U}_{ab,k}}{N} \quad (3.55)$$

bestimmen.  $\hat{U}_{ab,k}$  ist dabei die Amplitude der jeweiligen Oberwelle in der DFT und  $N$  ist die Anzahl an aufgenommenen Abtastschritten. Es muss darauf geachtet werden, dass kein Aliasing auftreten kann. Es hat sich bewährt, die Parameterschätzung bei mehreren verschiedenen Geschwindigkeiten durchzuführen und anschließend die Parameter zu mitteln.

### 3.1.4 Zusammenfassung der Teilmodelle

Da sich mehrere Teilmodelle (Umrichter und Motor) in unterschiedlichen Koordinaten (3-phasig statorfest, 2-phasig statorfest und 2-phasig rotorfest) in unterschiedlicher Komplexität (Grundwellen- und Oberwellenmodell) ergeben haben, sollen hier die Zusammenhänge der einzelnen Modelle noch einmal verdeutlicht werden. Bild 3.10 zeigt in einem Blockschaltbild, wie die Modelle bzw. Gleichungen miteinander verknüpft sind. Dabei sind  $U_{DC}$  und  $d_t$  die Eingänge des Gesamtmodells.  $I_t$  und  $\varphi$  sind messbar und die restlichen Größen können nur berechnet werden.

### 3.1.5 Validierung des elektrischen Teilsystems

Das sich in den letzten Abschnitten ergebende Gesamtmodell des elektrischen Teilsystems soll validiert werden. Zur Einschätzung der Modellgüte kommt zum einen der Root Mean Squared Error (RMSE) und der quadrierte Korrelationskoeffizient  $R^2$  des Phasenstroms  $I_a$  zum Einsatz, diese sind in A.4.1 und A.4.2 beschrieben. Die Validierung wurde nur im dreiphasigen statorfesten

Koordinatensystem durchgeführt, da weder die Clarke- noch die Park-Transformation eine Änderung in der Modellgüte bewirken, da es sich lediglich um Koordinatentransformationen handelt. Für die Validierung wurden verschiedene Testfahrten am Prüfstand aus Anhang 2.2 durchgeführt. Diese sind in Tabelle 3.1 dargestellt. Bei den Messungen wurde der Motor stromgeregelt und der Lastmotor geschwindigkeitsgeregelt. Entweder wurde die Geschwindigkeit sprunghaft erhöht und der Strom konstant gehalten oder umgekehrt. Bild 3.11 zeigt exemplarisch den Vergleich zwischen Modell und Messung in einer Phase.

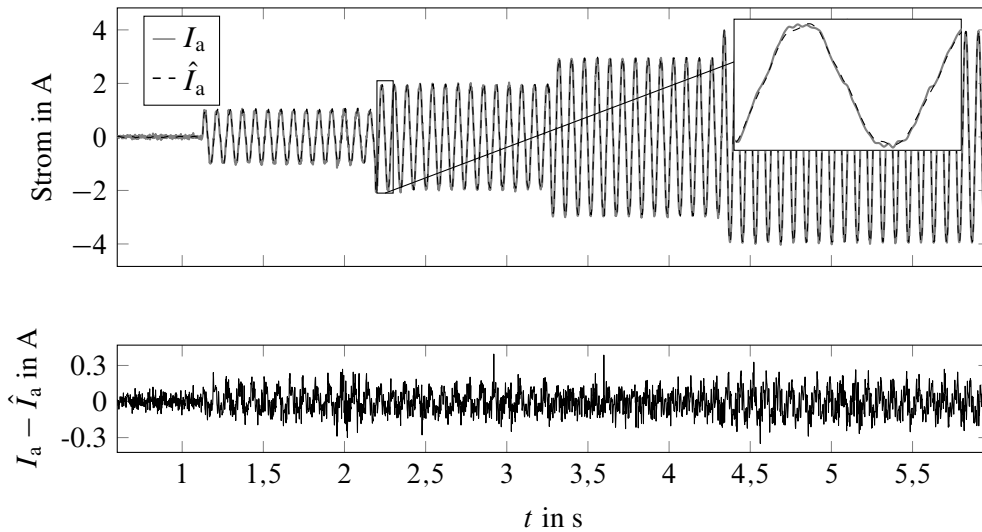
**Tabelle 3.1:** Modellvalidierung der permanentenregten Synchronmaschine mit Hilfe des RMSE und des quadrierten Korrelationskoeffizienten für alle drei Phasen mit sprunghafter Änderungen von Strom und Geschwindigkeit

Variation Geschwindigkeit	Variation Strom	RMSE <sub>a</sub>	$R_a^2$	RMSE <sub>b</sub>	$R_b^2$	RMSE <sub>c</sub>	$R_c^2$
0 – 25 rad/s	0 A	0,063 A	0,000	0,057 A	0,000	0,058 A	0,000
0 – 25 rad/s	1 A	0,077 A	0,986	0,073 A	0,989	0,079 A	0,989
0 – 25 rad/s	2 A	0,075 A	0,997	0,062 A	0,998	0,074 A	0,997
0 – 25 rad/s	3 A	0,072 A	0,999	0,073 A	0,999	0,075 A	0,999
0 – 25 rad/s	4 A	0,079 A	0,999	0,070 A	0,999	0,070 A	0,999
0 rad/s	0 – 4 A	0,060 A	0,999	0,054 A	0,998	0,056 A	0,997
5 rad/s	0 – 4 A	0,066 A	0,999	0,064 A	0,999	0,068 A	0,999
10 rad/s	0 – 4 A	0,079 A	0,998	0,077 A	0,998	0,077 A	0,998
15 rad/s	0 – 4 A	0,078 A	0,998	0,081 A	0,998	0,083 A	0,998
20 rad/s	0 – 4 A	0,093 A	0,997	0,093 A	0,998	0,090 A	0,998
25 rad/s	0 – 4 A	0,086 A	0,998	0,085 A	0,998	0,081 A	0,998

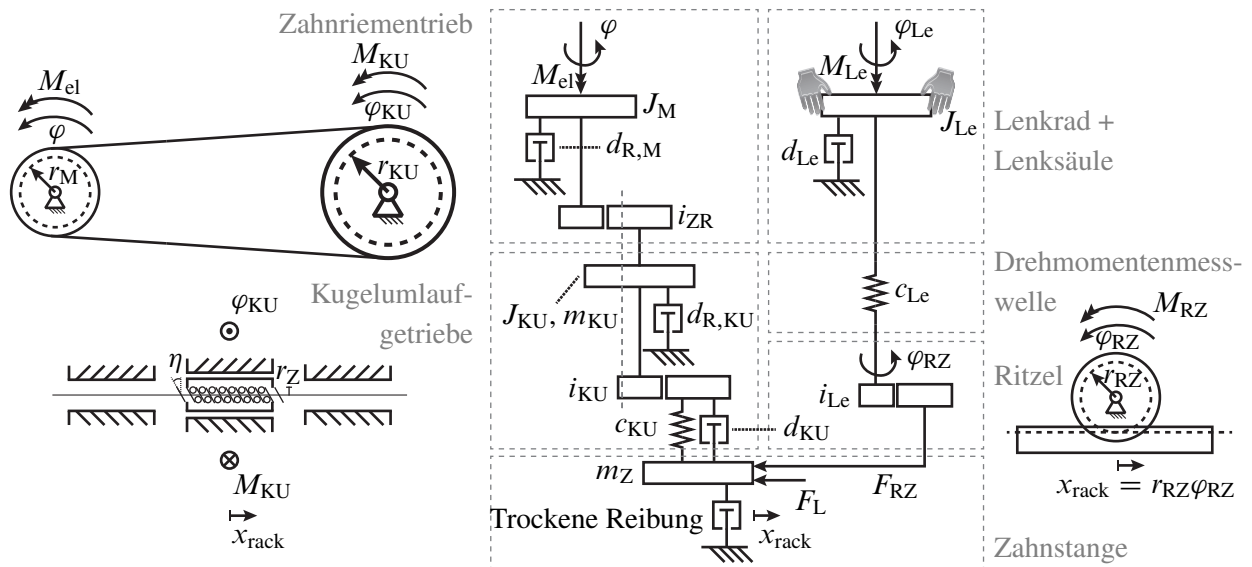
Tabelle 3.1 ist zu entnehmen, dass die RMSE Werte immer unter 0,1 A bleiben, was bereits für eine hohe Modellgüte spricht. Zusätzlich zeigt der quadrierte Korrelationskoeffizient ebenfalls die gute Übereinstimmung von Modell und Messung. Lediglich in der ersten Messung in Tabelle 3.1 zeigt der quadrierte Korrelationskoeffizient keinen Zusammenhang zwischen Modell und Messung. Die Erklärung hierfür liegt im Signal zu Rauschabstand in dieser Messung. Der Strom des Motors wird in dieser Messung zu null geregelt, wodurch die Stromänderungen so klein sind, dass lediglich Rauschen in der Messung zu erkennen ist. Zusammenfassend lässt sich an Hand der bestimmten Kennwerte sagen, dass eine hohe Modellgüte über den kompletten getesteten Strom- und Geschwindigkeitsbereich vorliegt.

## 3.2 Mechanisches Teilsystem

Bei dem betrachteten EPS-Typ handelt es sich um eine achsparallele EPS. Dabei wird der Motor parallel zur Zahnstange angeordnet und über ein Zahnriementrieb und ein Kugelumlaufgetriebe mit der Zahnstange verbunden. Die Lenkstange ist über ein Ritzel mit der Zahnstange verbunden. Dies wird schematisch in Bild 3.12 dargestellt. In Kapitel 4 wird gezeigt werden, dass die serielle Anordnung der Motoren für eine Duplex-Servolenkung die beste ist. Die zwei Motoren sind



**Bild 3.11:** Validierung des Modells der PMSM in der Phase a. Bei der Messung wurde eine Geschwindigkeit von  $20 \text{ rad/s} = 191 \text{ U/min}$  mittels des Lastmotors eingestellt. Der Motor selbst ist stromregelt und dessen Sollgröße  $I_{q\text{soll}}$  steigt in vier 1 A Schritten sprunghaft von 0 A auf 4 A



**Bild 3.12:** Schematische Darstellung der Mechanik einer achsparallelen EPS

in diesem Fall starr aneinander gekoppelt oder es kann anstatt der seriellen Anordnung zweier Motoren ein 6-Phasen-Motor verwendet werden. Die benötigten Getriebe zur Ankopplung an die Zahnstange bleiben dann unverändert zu einer Standard-EPS, daher wird im folgenden Abschnitt der mechanische Teil einer Standard-EPS modelliert. Für die Identifikation und Validierung dient eine der beiden EPS-Systeme des Duplex-EPS Prüfstandes aus Abschnitt 2.1. Bei diesem liegt eine Verkopplung der Motoren über die Zahnstange vor, wie in Bild 2.1 gezeigt und somit eine parallele Anordnung. Auf die sich hierdurch ergebende Modellierung wird in Abschnitt 5.1 genauer eingegangen.

### 3.2.1 Zahnriementrieb und Kugelumlaufgetriebe

Die Modellierung von Zahnriementrieb und Kugelumlaufgetriebe erfolgt wie in [100] als Zweimassen-Feder-Dämpfer-System. Die Modellgenauigkeit eines Systems zweiter Ordnung wird in [20, 26] als ausreichend identifiziert. In [102] ergibt sich bei der Identifikation des Zahnriementriebs, dass dieser als starr angenommen werden kann im Vergleich zum Kugelumlaufgetriebe und er wird daher als reine Übersetzung

$$i_{ZR} = \frac{\varphi}{\varphi_{KU}} = \frac{M_{KU}}{M_{el}} = \frac{r_{KU}}{r_M} > 1 \quad (3.56)$$

angenommen. Dabei ist  $\varphi_{KU}$  der Lagewinkel und  $r_{KU}$  der Radius des Zahnrades seitens des Kugelumlaufgetriebes.  $r_M$  ist der Radius des Zahnrades seitens des Motors.  $M_{el}$  ist das vom Motor abgegebene Antriebsmoment und  $M_{KU}$  das Moment, das am Kugelumlaufgetriebe anliegt. Die Übersetzung des Kugelumlaufgetriebes ergibt sich zu

$$i_{KU} = \frac{\varphi_{KU}}{x_{rack}} = \frac{F_{rack}}{M_{KU}} = \frac{1}{r_Z \tan(\eta)} > 1. \quad (3.57)$$

Mit der Zahnstangenposition  $x_{rack}$  und der Zahnstangenkraft  $F_{rack}$ .  $r_Z$  ist der Radius der Zahnstange und  $\eta$  der Steigungswinkel des Gewindes der Zahnstange. Die Trägheitsmomente und die viskosen Reibungen in den Getrieben lassen sich durch die Annahme des starren Zahnriementriebs zusammenfassen zu

$$J = J_M + \frac{J_{KU}}{i_{ZR}^2} \quad (3.58)$$

und

$$d_R = d_{R,M} + \frac{d_{R,KU}}{i_{ZR}^2}, \quad (3.59)$$

wobei  $J$  das Gesamtträgheitsmoment ist, zusammengesetzt aus dem Trägheitsmomenten des Motors  $J_M$  und des Kugelumlaufgetriebes  $J_{KU}$ . Die Gesamtreibung  $d_R$  setzt sich aus den Lagerreibungen  $d_{R,M}$  und  $d_{R,KU}$  zusammen. Die Reibung wird konzentriert im rotatorischen Teilsystem angenommen, da eine getrennte Identifikation der rotatorischen und translatorischen Reibung am Prüfstand aus Abschnitt 2.1 nicht möglich ist. Die rotatorische Bewegungsgleichung ergibt sich zu

$$J\ddot{\varphi} = M_{el} - M_{KU} - d_R\dot{\varphi} \quad (3.60)$$

bei Vernachlässigung der Steifigkeit des Riemens. Für die Zahnstange und die Kugeln des Kugelumlaufgetriebes ergeben sich die zwei translatorischen Bewegungsgleichungen

$$m_{KU}\ddot{x}_{KU} = M_{KU}i_{KU} - F_{d,KU} - F_{c,KU} \quad (3.61)$$

$$m_Z\ddot{x}_{rack} = F_{d,KU} + F_{c,KU} - F_{rack} \quad (3.62)$$

mit der Masse der Kugeln im Kugelumlaufgetriebe  $m_{KU}$ , die als vernachlässigbar klein angenommen werden kann, und der Masse der Zahnstange  $m_Z$ . Die Zahnstangenkraft  $F_{rack}$  ergibt sich aus

der trockenen Reibung  $F_H \text{sign}(\dot{x}_{\text{rack}})$ , der Lastkraft  $F_L$ , die sich über die Reifen aus den fahrdynamischen Rückstellkräften ergibt (siehe hierzu Abschnitt 5.2) und der Kraft  $F_{RZ}$ , die der Fahrer über die Lenkstange einbringt zu

$$F_{\text{rack}} = F_H \text{sign}(\dot{x}_{\text{rack}}) + F_L - F_{RZ}. \quad (3.63)$$

Die Schnittkräfte  $F_{c,KU}$  und  $F_{d,KU}$  sind die Feder- und Dämpferkräfte, die durch die Elastizität des Kugelumlaufgetriebes auftreten. Sie lassen sich über die Federsteifigkeit  $c_{KU}$  und die Dämpfung  $d_{KU}$  zu

$$F_{c,KU} = c_{KU} \left( \frac{\varphi_{KU}}{i_{KU}} - x_{\text{rack}} \right) \quad (3.64)$$

$$F_{d,KU} = d_{KU} \left( \frac{\dot{\varphi}_{KU}}{i_{KU}} - \dot{x}_{\text{rack}} \right) \quad (3.65)$$

bestimmen. Die Gleichungen (3.56) bis (3.65) lassen sich zu

$$J\ddot{\varphi} = M_{el} - d_R\dot{\varphi} - \frac{d_{KU}\dot{\varphi} + c_{KU}\varphi}{i_{ZR}^2 i_{KU}^2} + \frac{d_{KU}\dot{x}_{\text{rack}} + c_{KU}x_{\text{rack}}}{i_{ZR}i_{KU}} \quad (3.66)$$

$$m_Z\ddot{x}_{\text{rack}} = \frac{d_{KU}\dot{\varphi} + c_{KU}\varphi}{i_{ZR}i_{KU}} - d_{KU}\dot{x}_{\text{rack}} - c_{KU}x_{\text{rack}} - F_{\text{rack}} \quad (3.67)$$

zusammenfassen.

### 3.2.2 Lenksäule und Lenkrad

Das Ritzel, über das die Zahnstange mit der Lenksäule verbunden ist, führt zu dem Übersetzungsverhältnis

$$i_{Le} = \frac{\varphi_{RZ}}{x_{\text{rack}}} = \frac{1}{r_{RZ}} \quad (3.68)$$

mit dem Radius des Ritzels  $r_{RZ}$ . Dem Ritzel folgt die Momentenmesswelle, die die weichste Stelle in der Lenkung darstellt und somit als Feder mit der Federsteifigkeit  $c_{Le}$  modelliert wird. Das Trägheitsmoment der oberen Lenksäule wird mit dem Trägheitsmoment des Lenkrades zu  $J_{Le}$  zusammengefasst. Weiter wird für die Lenksäule eine Lagerreibung  $d_{Le}$  angenommen. Damit ergibt sich die Bewegungsgleichung

$$J_{Le}\ddot{\varphi}_{Le} = M_{Le} - d_{Le}\dot{\varphi}_{Le} - c_{Le}\varphi_{Le} + c_{Le}\varphi_{RZ} \quad (3.69)$$

mit dem Handmoment  $M_{Le}$  und dem Lenkradwinkel  $\varphi_{Le}$  vom Fahrer.

### 3.2.3 Gesamtmodell

Im Zustandsraum lässt sich folgendes lineares Gesamtmodell, unter Vernachlässigung der trockenen Reibung der Zahnstange, für Zahnriementrieb, Kugelumlaufgetriebe, Zahnstange, Lenk-

säule und Lenkrad, entsprechend einer achsparallelen Standard-EPS, aufstellen

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \ddot{\varphi} \\ \dot{x}_{\text{rack}} \\ \ddot{x}_{\text{rack}} \\ \dot{\varphi}_{\text{Le}} \\ \ddot{\varphi}_{\text{Le}} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{c_{\text{KU}}}{J i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2} & -\frac{d_{\text{R}}+d_{\text{KU}}}{J i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2} & \frac{c_{\text{KU}}}{J i_{\text{ZR}} i_{\text{KU}}} & \frac{d_{\text{KU}}}{J i_{\text{ZR}} i_{\text{KU}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{c_{\text{KU}}}{m_Z i_{\text{ZR}} i_{\text{KU}}} & \frac{d_{\text{KU}}}{m_Z i_{\text{ZR}} i_{\text{KU}}} & -\frac{c_{\text{KU}}}{m_Z} - \frac{i_{\text{Le}} c_{\text{Le}}}{m_Z^2} & -\frac{d_{\text{KU}}}{m_Z} & \frac{i_{\text{Le}} c_{\text{Le}}}{m_Z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{i_{\text{Le}} c_{\text{Le}}}{J_{\text{Le}}} & 0 & -\frac{c_{\text{Le}}}{J_{\text{Le}}} & -\frac{d_{\text{Le}}}{J_{\text{Le}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi \\ \dot{\varphi} \\ x_{\text{rack}} \\ \dot{x}_{\text{rack}} \\ \varphi_{\text{Le}} \\ \dot{\varphi}_{\text{Le}} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{m_Z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{J_{\text{Le}}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} M_{\text{el}} \\ F_{\text{L}} \\ M_{\text{Le}} \end{bmatrix} \\
 \mathbf{y} &= \begin{bmatrix} \varphi \\ \varphi_{\text{Le}} \end{bmatrix}.
 \end{aligned} \tag{3.70}$$

### 3.2.4 Identifikation des mechanischen Teilsystems

Die Identifikation der EPS erfolgt wie in [102] beschrieben am Duplex-EPS Prüfstand. Hierfür werden die beiden EPS voneinander getrennt und einzeln identifiziert. Die Zahnstangenmasse  $m_Z$  lässt sich aus den Maßen und Materialdichte der Zahnstange berechnen. Für die Identifikation wird das System zunächst lastfrei mit einem PRBS (Pseudo Random Binary Signal) des Motorsollmoments  $M_{\text{soll}}$  beaufschlagt und anschließend das System mit blockierter Zahnstange. Besonders wichtig für die Identifikation ist die richtige Wahl der Abtastzeit  $T_s$  sowie des PRBS. Dieses lässt sich über die Amplitude  $a$ , die Anzahl der Zustände  $n$  und die Zykluszeit einstellen. Dies lässt einen großen Variationsraum zu. Es hat sich gezeigt, dass die spektrale Leistungsdichte des PRBS ein gutes Maß für dessen Verwendbarkeit bei der Schätzung ist, siehe hierzu [102]. In Tabelle 3.2 werden die eingestellten Parameter aufgelistet.

**Tabelle 3.2:** Gewählte Einstellparameter für die Identifikation mit lastfreiem System und blockiertem System

Parameter	Lastfreies System	Blockiertes System
$T_s$	0,004 s	0,005 s
$a$	0,2 Nm	0,2 Nm
$n$	7	9
$T_z$	0,045 s	0,008 s

Die Parameter der Lenksäule und des Lenkrades wurden nicht identifiziert, da diese am Prüfstand nicht verbaut sind.

### System ohne Last

Im lastfreien Zustand ( $F_L = 0 \text{ N}$ ) lässt sich die Annahme treffen, dass  $x_{\text{rack}} = \frac{\varphi}{i_{\text{ZR}} i_{\text{KU}}}$  ist. Dadurch lassen sich die Gleichungen (3.66) und (3.67) vereinfachen zu

$$M_{\text{el}} = \left( J + \frac{m_Z}{i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2} \right) \ddot{\varphi} + d_{\text{R}} \dot{\varphi} = J_{\text{G}} \ddot{\varphi} + d_{\text{R}} \dot{\varphi}. \quad (3.71)$$

Die Parameter werden in diskreter Zeit mittels eines Least-Squares Parameterschätzers [45] identifiziert. Die zeitkontinuierliche Übertragungsfunktion, die sich aus Gleichung (3.71) zu

$$G_{\dot{\varphi}M}(s) = \frac{1}{J_{\text{G}} s + d_{\text{R}}} \quad (3.72)$$

ergibt, mit dem zusammengefassten Gesamtträgheitsmoment  $J_{\text{G}}$ , wird mittels Z-Transformation und einem Halteglied nullter Ordnung zu

$$G_{\dot{\varphi}M}(z) = \frac{b_1 z^{-1}}{a_1 z^{-1} + 1} = \frac{\frac{1 - e^{-\frac{d_{\text{R}} T_s}{J_{\text{G}}}}}{d_{\text{R}}} z^{-1}}{-e^{-\frac{d_{\text{R}} T_s}{J_{\text{G}}}} z^{-1} + 1} \quad (3.73)$$

diskretisiert. Anschließend wird aus der zeitdiskreten Übertragungsfunktion (3.73) eine Differenzgleichung gebildet, die dem Parameterschätzer zu Grunde liegt, um die Parameter  $a_1$  und  $b_1$  zu schätzen. Abschließend können aus den geschätzten zeitdiskreten Parametern die zeitkontinuierlichen berechnet werden. Es lässt sich insbesondere die Lagerreibung  $d_{\text{R}}$  gut schätzen über

$$\hat{d}_{\text{R}} = \frac{1 + \hat{a}_1}{\hat{b}_1} = 0.0014359 \frac{\text{Nms}}{\text{rad}}. \quad (3.74)$$

### System mit blockierter Zahnstange

Mit blockierter Zahnstange lassen sich insbesondere die Dämpfung  $d_{\text{KU}}$  und die Federsteifigkeit  $c_{\text{KU}}$  des Kugelumlaufgetriebes gut schätzen. Weiter kann darüber das Trägheitsmoment  $J$  bestimmt werden. Mit der Blockade der Zahnstange lässt sich die Annahme treffen, dass  $x_{\text{rack}} = 0$  ist und die Gleichungen (3.66) sowie (3.67) vereinfachen zu

$$M_{\text{el}} = J \ddot{\varphi} + \left( d_{\text{R}} + \frac{d_{\text{KU}}}{i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2} \right) \dot{\varphi} + \frac{c_{\text{KU}}}{i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2} \varphi. \quad (3.75)$$

Es ergibt sich die Übertragungsfunktion eines PT<sub>2</sub>-Gliedes mit dem Verstärkungsfaktor  $K$ , der Kennkreisfrequenz  $\omega_0$  und dem Dämpfungsmaß  $D$

$$G_{\varphi M}(s) = \frac{K \omega_0^2}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2} = \frac{\frac{1}{J}}{s^2 + \frac{d_{\text{R}} + \frac{d_{\text{KU}}}{i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2}}{J} s + \frac{c_{\text{KU}}}{i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2 J}}. \quad (3.76)$$

Diese wird mittels Z-Transformation und einem Halteglied nullter Ordnung zu

$$\begin{aligned}
 G_{\varphi M}(z) &= \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}}, \text{ mit} \\
 b_1 &= K \left( 1 - e^{T_s D \omega_0} \left( \cos \left( T_s \omega_0 \sqrt{1 - D^2} \right) + \sin \left( T_s \omega_0 \sqrt{1 - D^2} \right) \frac{D}{\sqrt{1 - D^2}} \right) \right) \\
 b_2 &= K \left( e^{-2T_s D \omega_0} - e^{T_s D \omega_0} \left( \cos \left( T_s \omega_0 \sqrt{1 - D^2} \right) - \sin \left( T_s \omega_0 \sqrt{1 - D^2} \right) \frac{D}{\sqrt{1 - D^2}} \right) \right) \\
 a_1 &= -2e^{T_s D \omega_0} \\
 a_2 &= e^{-2T_s D \omega_0}
 \end{aligned} \tag{3.77}$$

diskretisiert. Es wird weiter vorgegangen wie beim lastfreien System. Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion (3.77) wird in eine Differenzgleichung umgewandelt, die dem Parameterschätzer zu Grunde liegt und die Parameter  $b_1$ ,  $b_2$ ,  $a_1$  sowie  $a_2$  werden geschätzt. Die zeitkontinuierlichen Parameter lassen sich wieder aus den diskreten Parametern berechnen, mit dem Unterschied, dass das sich ergebende Gleichungssystem überbestimmt ist. Es ergeben sich daraus zwei Möglichkeiten die zeitkontinuierlichen Parameter zu berechnen, entweder über  $b_1$  oder über  $b_2$ . Das beste Schätzergebnis wurde über  $b_1$  erreicht, welches in Bild 3.13a gezeigt wird. Es ergeben sich somit die zu schätzenden Parameter zu

$$\begin{aligned}
 \hat{c}_{\text{KU}} &= \frac{i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2}{\hat{K}} = \frac{2\delta + \hat{a}_1 \delta + \ln(\hat{a}_2) \sqrt{\hat{a}_2 - \frac{\hat{a}_1^2}{4}}}{2\hat{b}_1 \delta} i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2 = 15677938,391 \frac{\text{Nm}}{\text{m}} \\
 \hat{d}_{\text{KU}} &= \left( \frac{2\hat{D}}{\hat{\omega}_0 \hat{K}} - \hat{d}_{\text{R}} \right) i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2 = \left( \frac{\ln(\hat{a}_2) T_s \left( 2\delta (2 + \hat{a}_1) + \ln(\hat{a}_2) \sqrt{4\hat{a}_2 - \hat{a}_1^2} \right)}{\hat{b}_1 \left( \ln(\hat{a}_2)^2 + 4\delta^2 \right) \delta} - \hat{d}_{\text{R}} \right) i_{\text{ZR}}^2 i_{\text{KU}}^2 \\
 &= 28571,824 \frac{\text{Ns}}{\text{m}} \\
 \hat{j} &= \frac{1}{\hat{\omega}_0^2 \hat{K}} = \frac{T_s^2 \left( 2\delta (2 + \hat{a}_1) + \ln(\hat{a}_2) \sqrt{4\hat{a}_2 - \hat{a}_1^2} \right)}{\hat{b}_1 \left( \ln(\hat{a}_2)^2 + 4\delta^2 \right) \delta} = 0,000416868 \text{ kgm}^2, \\
 \text{mit } \delta &= \pi - \arccos \left( \frac{\hat{a}_1}{2\sqrt{\hat{a}_2}} \right).
 \end{aligned} \tag{3.78}$$

### Identifikation Haften

Zusätzlich zu dem linearen Modell aus Abschnitt 3.2.1 lässt sich ein Haften identifizieren. Durch einen rampenförmigen Anstieg des Motormoment im lastfreien Zustand bei gleichzeitigem Beobachten der Winkelgeschwindigkeit am Ritzel  $\dot{\varphi}_{\text{RZ}}$  lässt sich das benötigte Losbrechmoment  $M_c$  bestimmen, welches der Haftkraft entspricht. Für die Identifikation wurde eine Momentenrampe mit einer Steigung von  $0,001 \frac{\text{Nm}}{\text{s}}$  gewählt und das Moment, das bei einer Überschreitung

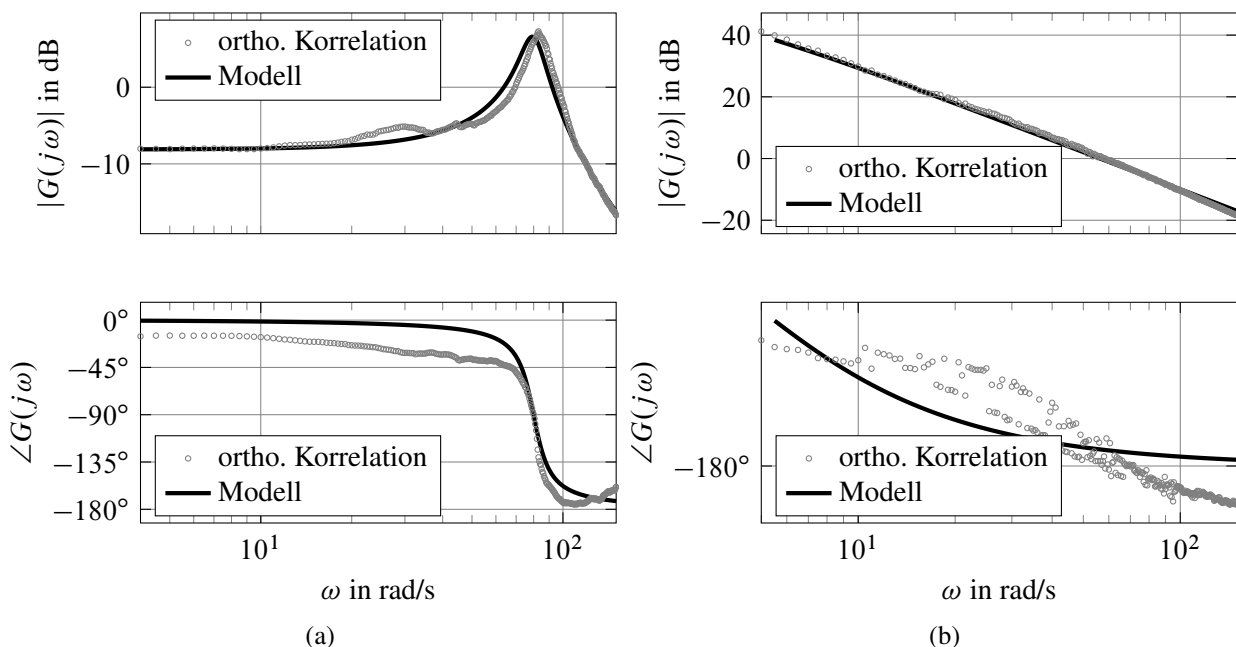
der Winkelgeschwindigkeit von  $1 \frac{\text{deg}}{\text{s}}$  gemessen wurde als Losbrechmoment  $M_c$  identifiziert. Diese Messung wurde 10 mal durchgeführt und das Losbrechmoment zu

$$M_c = 0,097 \text{ Nm} \quad (3.79)$$

bestimmt.

### 3.2.5 Validierung des mechanischen Teilsystems

Das lineare Modell wird im Frequenzbereich validiert. Dabei wird der lastfreie und der blockierte Zustand des Systems betrachtet. Zur Bestimmung einer Referenz für das identifizierte Modell werden mittels orthogonaler Korrelation [45] Frequenzgänge für das gefesselte und das ungefesselte System aufgenommen. Dafür wird das System mit sinusförmigen Testsignalen unterschiedlicher Frequenz für das Sollmoment  $M_{\text{soll}}$  beaufschlagt. Bild 3.13a zeigt den Frequenzgang des Systems im blockierten Zustand. Die Übertragungsfunktion aus Gleichung (3.76), die sich aus der Parameterschätzung im blockierten Zustand ergibt, stimmt gut mit der Referenz aus der orthogonalen Korrelation überein. In Bild 3.13b wird der Frequenzgang des Systems im ungefesselten Fall dargestellt. Die Übertragungsfunktion aus Gleichung (3.72) muss um einen Integrator erweitert werden, um mit dem IT<sub>1</sub>-Verhalten der Referenz verglichen werden zu können. Die Amplitude zeigt eine sehr gute Übereinstimmung. Die Abweichungen im Phasengang sind auf Nichtlinearitäten wie z.B. Haften zurückzuführen.



**Bild 3.13:** Validierung des Getriebemodells der achsparallelen EPS im Frequenzbereich mit der Übertragungsfunktion  $G_{\varphi M}(j\omega) = \frac{\varphi}{M_{\text{el}}}$  a) Amplitude und Phase bei blockierter Zahnstange, es ergibt sich ein PT<sub>2</sub>-Verhalten b) Amplitude und Phase im ungefesselten Zustand, es ergibt sich ein IT<sub>1</sub>-Verhalten, die innere Dynamik ist nicht erkennbar

### 3.3 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird die Modellierung des elektrischen als auch des mechanischen Teilsystems erläutert.

Das elektrische Teilsystem ergibt sich aus Umrichter und PMSM. Das sich ergebende nichtlineare Modell zeigt eine hohe Modellgüte, wie die Validierung in 3.1.5 zeigt. Die hohe Modellgüte ist insbesondere auf das nichtlineare Umrichtermodell zurückzuführen, welches Spannungsabfälle an den Dioden und IGBT's sowie Spannungsabfälle auf Grund von nicht idealen Schaltzeiten berücksichtigt.

Das mechanische Teilsystem setzt sich aus der achsparallelen EPS und der Lenksäule plus Lenkrad zusammen. Die Validierung des linearen EPS-Modells zeigt zufriedenstellende Ergebnisse. Das Modell der Lenksäule konnte nicht validiert werden, da (aus Sicherheitsgründen) keine Lenksäule am Prüfstand vorhanden ist.

Bei der Modellbildung werden Gray-Box-Modelle (physikalisch motivierte Modell, deren Parameter mittels Schätzverfahren ermittelt werden) eingesetzt, weshalb die dargestellte Parameterschätzung wichtig für die sich ergebende Modellgüte ist. Es hat sich als zielführend erwiesen, die Parameter in mehrstufigen Verfahren zu identifizieren.

## 4 Bestimmung einer geeigneten Redundanzstruktur

Bei dem zu untersuchenden System der elektrischen Servolenkung, handelt es sich um ein sicherheitskritisches System, welches insbesondere in Bezug auf das automatisierte Fahren nach der ISO 26262 [46] fail-operational sein muss. Um dieses Ziel zu erreichen, stehen sowohl hardware- als auch softwareseitig diverse Möglichkeiten zur Verfügung. Weiter besitzt die Wahl der Systemstruktur und der verwendeten Verfahren viele Abhängigkeiten untereinander, was die Auswahl komplex gestaltet. Im Folgenden wird mit der FMEA (Failure Mode and Effect Analysis) und der Strukturanalyse eine bestmögliche Systemstruktur erarbeitet. Dies beinhaltet die Wahl eines Redundanzkonzepts für die Aktorik und die Sensorik. Darauf aufbauend wird ein Konzept für ein Fehlermanagementsystem entwickelt, welches die Fehlerdiagnose und -toleranz beinhaltet.

### 4.1 Redundanzkonzepte

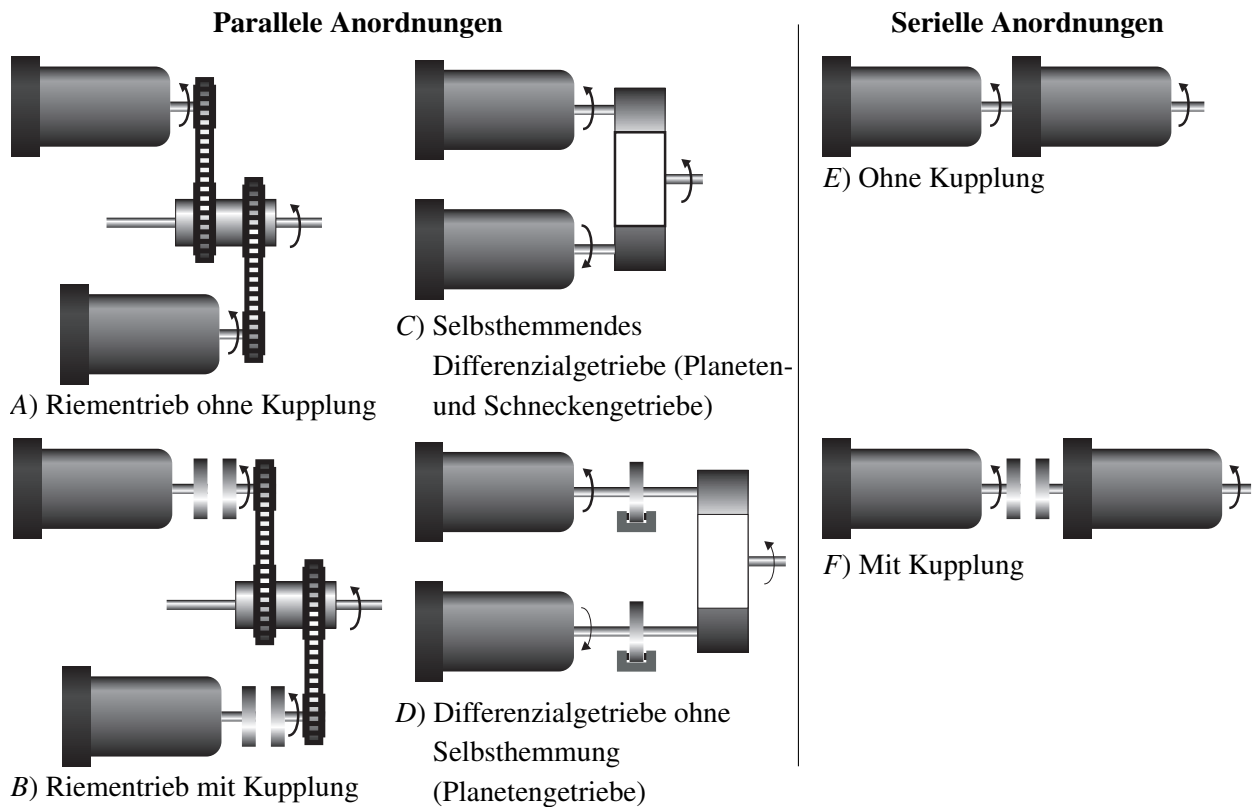
#### 4.1.1 Aktorredundanz

Eine Auswahl von Duplex-Aktor Anordnungen wird in dem Antrag des für diese Arbeit zu Grunde liegenden DFG-Projektes getroffen. Diese wird in Bild 4.1 dargestellt und im Folgenden mit Anordnung *A* bis *F* bezeichnet. Dabei wird zwischen seriellen und parallelen Anordnungen unterschieden. Zur Entscheidungsfindung wird die FMEA und die Fehlerbaumanalyse verwendet. Diese beiden Verfahren sind in [89] und [17] im Detail beschrieben. Für eine objektive Bewertung der Systemstrukturen sind hierbei die Ausfallraten und die tolerierbaren Fehler des Systems die wichtigsten Kenngrößen. Die Ausfallrate  $\lambda$  eines Systems ergibt sich aus den Ausfallraten  $\lambda_i$  der einzelnen Komponenten des Systems. Hierbei ist von Bedeutung, ob die Komponenten seriell oder parallel angeordnet sind [40]. Die Ausfallrate von  $m$  seriell angeordneten Komponenten ergibt sich zu

$$\lambda_{\text{ser}} = \sum_{i=1}^m \lambda_i. \quad (4.1)$$

Die Ausfallrate von  $m$  parallel angeordneten Komponenten ergibt sich mit der Annahme, dass alle Komponenten die gleiche Ausfallrate  $\lambda$  besitzen, zu

$$\lambda_{\text{par}} = \frac{\lambda}{\sum_{i=1}^m \frac{1}{i}}. \quad (4.2)$$



**Bild 4.1:** Duplex-Aktor Anordnungen aus DFG-Projekt

Die Ausfallrate wird in FIT (**F**ailure **I**n **T**ime) angegeben, dabei entspricht 1 FIT einem Fehler in  $10^9$  Stunden. Bild 4.2 zeigt verschiedene mögliche Redundanzkonzepte für eine EPS und die damit tolerierbaren Fehler. Es zeigt sich, wie in Bild 4.2 zu erkennen, dass nur parallele Anordnungen eine mechanische Blockade tolerieren können. Dies funktioniert dann, wenn die Aktoren voneinander abkoppelbar sind. Die Duplexstruktur A verbindet die Aktoren fest über die Riementriebe, wodurch eine Blockade nicht tolerierbar ist. Zudem ergibt sich nach Tabelle 4.1 (in der die Ergebnisse aus Anhang A.3 zusammengefasst sind), dass die Anordnung mit Riementrieb und ohne Kupplung die höchste Ausfallrate besitzt. Am Beispiel dieser Anordnung soll das Vorgehen für die Berechnung der Ausfallraten gezeigt werden. Die weiteren Berechnungen befinden sich in Anhang A.3. Die Ausfallraten der Einzelkomponenten wurden in Tabelle A.1 anhand von Literaturangaben ermittelt. Die Ausfallrate der beiden parallelen Pfade in Bild 4.1 A ergibt sich jeweils zu

$$\begin{aligned}
 \lambda_{A_{1,2}} &= \lambda_{\text{ECU}} + \lambda_{\text{Umrichter}} + \lambda_{\text{Motor}} + \lambda_{\text{Positionssensor}} + 2\lambda_{\text{Stromsensor}} + \lambda_{\text{Riementrieb}} + \lambda_{\text{Welle}} \\
 &= 5500 \text{ FIT} + 150 \text{ FIT} + 5070 \text{ FIT} + 1200 \text{ FIT} + 2 \cdot 1200 \text{ FIT} \\
 &\quad + 16290 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\
 &= 30810 \text{ FIT}
 \end{aligned}
 \tag{4.3}$$

Die Parallelschaltung der beiden Pfade ergibt mittels (4.2) eine Ausfallrate von

$$\lambda_{A_{\text{par}}} = \frac{2}{3} \lambda_{A_{1,2}} = 20540 \text{ FIT}
 \tag{4.4}$$

Hierzu kommen noch die Ausfallraten der beiden Kugellager der Motoren sowie der Abtriebswelle

$$\begin{aligned}\lambda_A &= \lambda_{A_{\text{par}}} + 2\lambda_{\text{Kugellager}} + \lambda_{\text{Welle}} \\ &= 20540 \text{ FIT} + 2 \cdot 6040 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\ &= 32820 \text{ FIT}\end{aligned}\quad (4.5)$$

Das bedeutet, von dieser Redundanzstruktur wird erwartet, dass sie

$$\frac{32820 \text{ Ausfälle}}{10^9} \frac{1}{\text{h}} = 3,282 \cdot 10^{-5} \frac{\text{Ausfälle}}{\text{h}} \quad (4.6)$$

hat bzw.

$$\frac{1}{3,282 \cdot 10^{-5} \text{ Ausfall}} \frac{\text{h}}{1} = 3047 \text{ h pro Ausfall.} \quad (4.7)$$

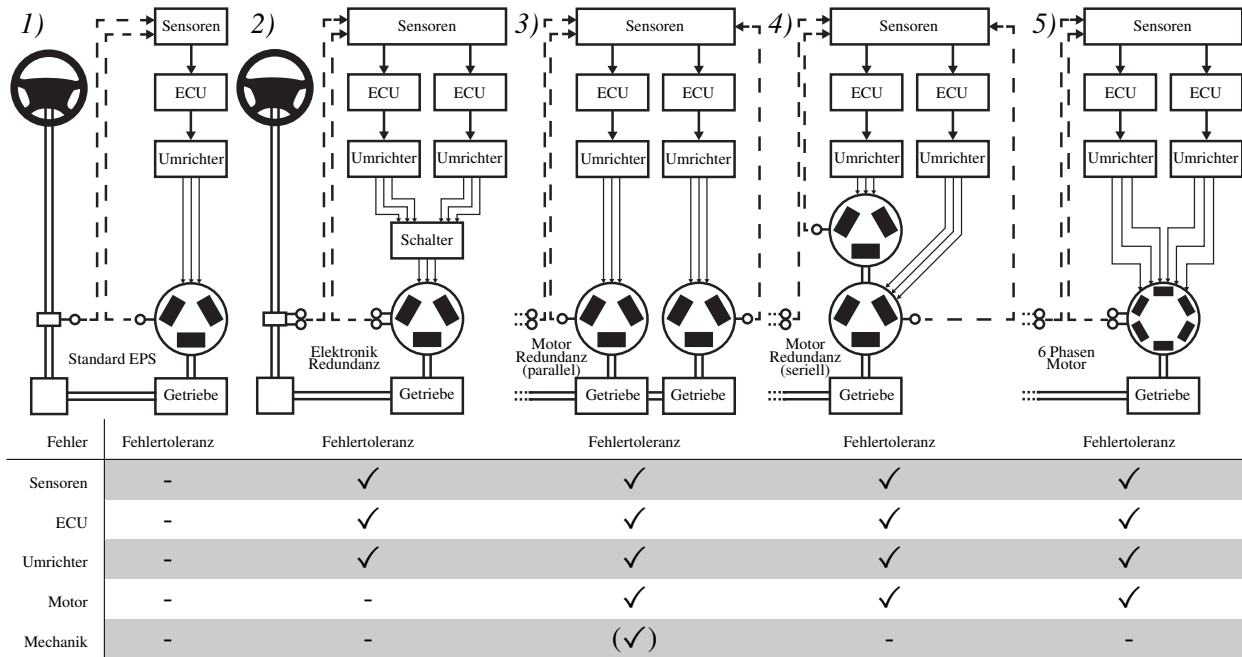
Vom Prinzip entspricht der Prüfstand 2.1 der unvorteilhaften Anordnung *A*, also Anordnung 3) in Bild 4.2. Er unterscheidet sich von Anordnung *A* dadurch, dass die Motoren an den Zahnstangen verkoppelt wurden und somit zusätzlich die Zahnstangen und die Kugelumlaufgetriebe zwischen den Motoren liegen. Dieser Aufbau ist der Verwendung von Serien-EPS Systemen geschuldet.

Dass die Anordnung *B* eine geringere Ausfallrate besitzt als Anordnung *A*, obwohl *B* mehr Komponenten besitzt, liegt an den Motorlagern, die durch die verwendeten Kupplungen als parallele Anordnung und somit redundant anzusehen sind. Die Anordnung mit Kupplung *B*, welche nach Tabelle 4.1 die zweit höchste Ausfallrate besitzt, sowie die beiden Anordnungen mit Differentialgetriebe *C* und *D* können eine Blockade tolerieren. In Anordnung *D* kann das Differentialgetriebe durch ein Planetengetriebe realisiert werden. Um die Selbsthemmung in Anordnung *C* zu erzeugen, kann dem Planetengetriebe an beiden Eingangswellen ein Schneckengetriebe vorgeschaltet werden. Die Selbsthemmung wird durch die entsprechende Steigung der Schnecke erzeugt[56]. Anordnung *C* mit dem selbsthemmenden Differentialgetriebe besitzt laut Tabelle 4.1 die geringste Ausfallrate bei den parallelen Anordnungen. Die höhere Ausfallrate von Anordnung *D* begründet sich mit den zusätzlich benötigten elektromagnetischen Bremsen, die eine doppelt so hohe Ausfallrate besitzen wie die Schneckengetriebe in Anordnung *C*.

Wie in Bild 4.2 zu sehen, bieten serielle Anordnungen keine Möglichkeit mechanische Blockaden zu tolerieren. Dafür besitzt Anordnung *E* die insgesamt geringste Ausfallrate, wie in Tabelle 4.1 zu erkennen ist. Dies lässt sich darauf zurückführen, dass diese Anordnung die geringste Anzahl an Komponenten besitzt. Die serielle Anordnung *F* besitzt auf Grund der nicht redundanten Kupplung und der nur zur Hälfte redundanten Kugellager eine wesentlich höhere Ausfallrate.

Damit lassen sich Anordnung *C* und *E* als zielführend für ein zunächst allgemeines System identifizieren. Die parallele Anordnung *C* ist gegenüber *E* schwerer zu regeln, da die Motoren nicht starr gekoppelt sind, sondern über ein Getriebe miteinander verbunden sind. Ein Aufschwingen des geregelten Systems ist wahrscheinlich. Weiter ist eine Selbsthemmung in einer EPS nach [70] unerwünscht und sollte bei sicherheitsrelevanten Systemen keine Bremse ersetzen, da die Selbsthemmung durch Vibrationen oder Stöße aufgehoben werden kann.

Dem Nachteil, dass eine serielle Anordnung keine mechanischen Blockaden tolerieren kann, lässt



**Bild 4.2:** Redundanz Anordnungen für eine EPS und die damit tolerierbaren Fehler. Anordnung 3) entspricht dem Prüfstand 2.1

sich durch eine Überdimensionierung entgegenwirken [41]. Lagerschäden sind durch regelmäßige Wartungen und Inspektionen zu erkennen. Eine Möglichkeit der Fehlerfrüherkennung bei der Inspektion wird in [99] beschrieben. Nach [50] gilt die Mechanik in der Automobilindustrie als „sicher“, da sich mechanische Fehler meist langsam entwickeln und in normalen Wartungsintervallen erkannt und behoben werden können.

Die elektrischen Fehler lassen sich, wie in Bild 4.2 zu erkennen ist, mit allen redundanten Anordnungen tolerieren. Dies führt zu dem Schluss, dass die serielle Anordnung *E* die beste Variante für eine EPS darstellt, da sie bei einem Ausfall bis auf eine Blockade weiter betrieben werden kann und die geringste Ausfallrate besitzt. Ähnliche Ergebnisse werden in [22] aufgeführt. Die Daten der einzelnen Komponenten zur Ausfallberechnung in Tabelle 4.1 stammen aus [73, 77, 86] und [93].

Wie Bild 4.2 zeigt, lässt sich die serielle Anordnung auf einen mehrphasigen Motor reduzieren. Wird von einer mehrphasigen Maschine wie z.B. in [75, 47, 25, 5] beschrieben ausgegangen, die wie in Bild 4.2 dargestellt von zwei Umrichtern betrieben wird und über die nötige Redundanzen bei der Sensorik verfügt, lässt sich die gleiche Menge an Fehlern tolerieren wie bei zwei einzelnen Motoren, bei geringerem Bauraum und geringeren Kosten. Ein Motor wie in [5] lässt sich sogar wieder als zwei einzelne Motoren modellieren, wodurch die in dieser Arbeit erarbeiteten Ergebnisse für zwei einzelne Motoren sich auf eine mehrphasige Maschine übertragen lassen.

**Tabelle 4.1:** Ausfallraten der untersuchten Duplex-Anordnungen aus Bild 4.1

Untersuchte Anordnungen	Ausfallrate	
A) Riementrieb ohne Kupplung	32820 FIT	Parallele Anordnungen
B) Riementrieb mit Kupplung	32433 FIT	
C) Selbsthemmendes Differenzialgetriebe	24662 FIT	
D) Differenzialgetriebe ohne Selbsthemmung	29963 FIT	
E) Ohne Kupplung	21747 FIT	Serielle Anordnungen
F) Mit Kupplung	29300 FIT	

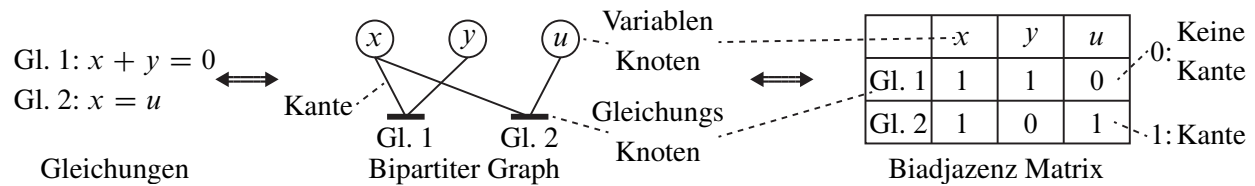
### 4.1.2 Sensorredundanz

In Bild 4.2 wird pauschal angedeutet, dass die redundant ausgelegten Anordnungen 2 bis 5 einen Sensorfehler tolerieren können. Lediglich bei Anordnung 1, die ein normales EPS System ohne Redundanzen zeigt, ist eine Sensorfehlertoleranz nicht gewährleistet. In den anderen Anordnungen ist die Sensorfehlertoleranz pauschal durch eine Redundanz aller Sensoren angedeutet. Dies würde im einfachsten Fall eine Verdopplung der Sensoren bedeuten. Diese Lösung bedeutet aber eine wesentliche Steigerung der Kosten sowie des Platzbedarfs. Weiter erhöht sich mit jeder zusätzlichen Komponente die Wahrscheinlichkeit, dass eine Komponente ausfällt. Hinzu kommt, dass sich die Fehlerisolation erschwert bei zu vielen Sensoren, da bestimmt werden muss, welcher der verdoppelten Sensoren den falschen Wert liefert. Eine effizientere Variante ist das Ausnutzen von analytischen Redundanzen. Dies führt zu der Frage, welche und wie viele Sensoren benötigt werden. Das lässt sich mit Hilfe einer Strukturanalyse früh im Entwicklungsprozess untersuchen. Im Folgenden wird zunächst das Prinzip der Strukturanalyse beschrieben, um anschließend eine redundante Sensorkonfiguration zu bestimmen.

#### Strukturelle Fehlererkennbarkeits- und -isolierbarkeitsanalyse

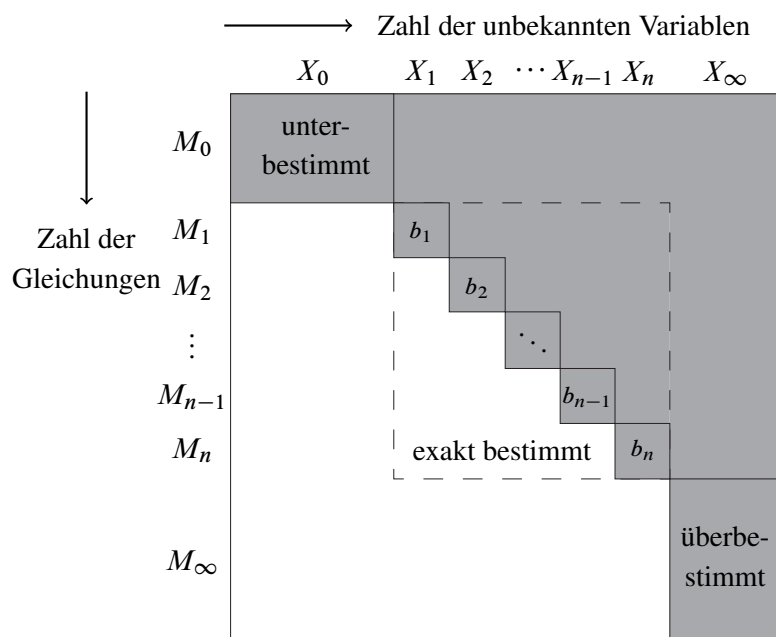
Ziel der strukturellen Fehlererkennbarkeits- und -isolierbarkeitsanalyse ist das Auffinden möglicher minimaler Sensorkombinationen, die eine maximale Fehlererkennbarkeit und -isolierbarkeit ermöglichen. Das detaillierte Vorgehen ist in [54] zu finden. Es handelt sich um eine Methode, die lediglich auf den strukturellen Informationen des mathematischen Modells des zu untersuchenden Systems beruht und somit gut für größere nichtlineare Systeme geeignet ist. Das Verfahren basiert auf einem graphentheoretischen Ansatz, bei dem die Menge von unbekannt Variablen der Modellgleichungen mittels der Knotenpunkte eines bipartiten Graphen dargestellt werden. Die Variablen gelten dabei als unbekannt, solange sie nicht gemessen werden. Ihr Zusammenhang ergibt sich aus den Kanten des bipartiten Graphen. Ein bipartiter Graph lässt sich als Biadjazenzmatrix darstellen [11]. Bild 4.3 zeigt beispielhaft die Zusammenhänge.

Mit Hilfe der Dulmage-Mendelsohn Dekomposition [19] lässt sich diese Matrix in einen unterbestimmten, exakt bestimmten und überbestimmten Teil aufteilen, wie Bild 4.4 zeigt. Dabei gibt  $M_0$  die Menge von unterbestimmten Gleichungen an und  $X_0$  die Menge an unbekannt Variablen, um die die Variablen mehr sind als die Gleichungen. Die Blöcke  $b_1$  bis  $b_n$  besitzen jeweils genauso viele Gleichungen  $M_1$  bis  $M_n$  wie Variablen  $X_1$  bis  $X_n$  und sind somit exakt bestimmt.



**Bild 4.3:** Zusammenhang zwischen Gleichungen, Bipartitem Graphen und Biadjazenzmatrix

Die Menge an Gleichungen  $M_\infty$  besitzt mehr Gleichungen als unbekannte Variablen  $X_\infty$ . Die angenommenen Fehler wirken sich in dieser Arbeit multiplikativ oder additiv auf die Gleichungen aus. Da das verwendete Verfahren nur die Struktur des zu Grunde liegenden Gleichungssystems betrachtet, ist die Art und Weise, wie sich die einzelnen Fehler auf die Gleichungen auswirken, aber egal für die Analyse.



**Bild 4.4:** Biadjazenzmatrix der unbekannt Variablen, die mit der Dulmage-Mendelsohn Dekomposition in einen unterbestimmten Teil ( $M_0, X_0$ ), einen exakt bestimmten Teil ( $M_1 \dots M_n, X_1 \dots X_n$ ) und einen überbestimmten Teil ( $M_\infty, X_\infty$ ) aufgeteilt wurde. Dabei sind  $M_j$  Mengen von Gleichungen und  $X_j$  Mengen von Variablen. Der weiß hinterlegte Teil entspricht dem Nichtvorhandensein von Variablen in den Gleichungen, somit ergibt sich eine obere Blockdiagonalmatrix.

Folgendes Beispiel soll das Vorgehen verdeutlichen. Angenommen das Beispielsystem lässt sich mit den Gleichungen

$$\begin{aligned}
 eq_1 : \dot{x}_1 &= -x_1 + x_2 + x_5 \\
 eq_2 : \dot{x}_4 &= -4x_4 + x_5 + f_3 \\
 eq_3 : \dot{x}_3 &= -2x_3 + x_5 + f_1 - f_2 \\
 eq_4 : \dot{x}_2 &= -3x_2 + x_3 + x_4 \\
 eq_5 : \dot{x}_5 &= -x_5 \cdot f_4 + u
 \end{aligned} \tag{4.8}$$

beschreiben, wobei  $x_i$  unbekannte Variablen,  $f_i$  angenommene Fehler und  $u$  ein bekannter Eingang sind. Dann ergibt sich die Biadjazenz Matrix 4.5a, wobei im linken Teil die unbekannt Variablen sind, im mittleren Teil die angenommenen Fehler und im rechten Teil die bekannten Variablen. Durch die Dulmage-Mendelsohn Dekomposition ergibt sich 4.5b. Es ist eine obere Dreiecksmatrix zu erkennen im linken Teil der unbekannt Variablen. Weiter ist zu erkennen, dass es genauso viele Gleichungen wie unbekannt Variablen gibt und somit alles exakt bestimmt ist.

	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$u$
$eq_1$										
$eq_2$										
$eq_3$										
$eq_4$										
$eq_5$										

(a)

	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$u$
$eq_1$										
$eq_4$										
$eq_3$										
$eq_2$										
$eq_5$										

(b)

**Bild 4.5:** Biadjazenzmatrizen des Beispielsystems (linker Teil: Unbekannte Variablen, mittlerer Teil: angenommene Fehler, rechter Teil: Bekannte Variablen) a) Biadjazenzmatrix in Reihenfolge der Gleichungen in 4.8 b) Biadjazenzmatrix nach Dulmage-Mendelsohn Dekomposition

Ein Fehler ist dann strukturell detektierbar, falls er sich im überbestimmten Teil des mathematischen Modells des zu untersuchenden Systems befindet [55], da sich durch die höhere Anzahl an Gleichungen als Variablen Residuen zur Fehlerdetektion bestimmen lassen. Die Hinzunahme von weiteren Sensoren, um die Anzahl von Gleichungen zu erhöhen, ist dabei nicht immer zielführend, da zusätzliche Sensorik auch immer zusätzliche mögliche Fehler bedeutet und nicht unbedingt alle Fehler von einem bestimmten Sensor Set detektierbar sind. Verdeutlichen lässt sich dies indem dem Beispiel eine Messgleichung hinzugefügt wird:

$$eq_6 : x_4 = y_4 + f_5 \tag{4.9}$$

Es ergibt sich nach der Dulmage-Mendelsohn Dekomposition die Biadjazenzmatrix 4.6a. Es gibt nun einen exakt bestimmten und einen überbestimmten Teil, die durch die gestrichelten Linien angedeutet werden. Da sich alle angenommenen Fehler des Systems im überbestimmten Teil

	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$f_5$	$u$	$y_4$
$eq_1$	■	■			■							
$eq_4$		■	■	■								
$eq_3$			■	■		■	■					
$eq_2$				■	■			■				
$eq_6$				■						■		■
$eq_5$					■			■			■	

(a)

	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	$x_5$	$f_1$	$f_2$	$f_3$	$f_4$	$f_5$	$u$	$y_4$
$eq_1$	■	■			■							
$eq_4$		■	■	■								
$eq_2$				■	■				■			
$eq_6$				■						■		■
$eq_5$					■					■		■

(b)

Bild 4.6: Biadjazenzmatrizen des Beispielsystems

befinden, sind diese alle detektierbar. Damit bietet die Messung von  $x_3$  eine Möglichkeit alle angenommenen Fehler des Beispielsystems (4.8) zu detektieren.

Wird eine Gleichung mit einem Fehler aus dem Modell entfernt, so sind die anderen Fehler, die immer noch im überbestimmten Teil der restlichen Modellgleichungen sind, von diesem Fehler isolierbar [55]. Dies wird mit der Biadjazenzmatrix 4.6b verdeutlicht. Durch die Entfernung von Gleichung  $eq_3$  ergibt sich nach der Dulmage-Mendelsohn Dekomposition ein unterbestimmten und ein überbestimmten Teil für die unbekanntenen Variablen, welche über gestrichelte Linien angedeutet werden. Die Fehler  $f_1$  und  $f_2$  sind kein Teil mehr des Gleichungssystems und die restlichen vorhandenen Fehler befinden sich alle im überbestimmten Teil. Damit sind die restlichen vorhandenen Fehler alle strukturell detektierbar und somit von den entfernten Fehlern  $f_1$  und  $f_2$  strukturell isolierbar.

Über das beschriebene Vorgehen lässt sich schnell und einfach feststellen, welche angenommenen Fehler sich maximal mit einem bestimmten Sensorset über Paritätsgleichungen oder Beobachter detektieren und isolieren lassen. Weiter lassen sich mit dem Algorithmus aus [54] alle Sensorkombinationen, die mit dem zur Verfügung stehenden Modell eine strukturelle Detektierbarkeit und Isolierbarkeit erzeugen, finden. Über einen Minimal-Hitting-Set-Algorithmus werden die minimalen Sensor-Sets bestimmt [53].

### 4.1.3 Bestimmung der Sensorkonfiguration

Im weiteren Vorgehen wird zunächst die strukturelle Fehlererkennbarkeit und -isolierbarkeit einer einfachen EPS mit verschiedenen Sensorkonfigurationen untersucht. Die strukturellen Ergebnisse werden als notwendige Bedingung für weitere Untersuchungen verwendet. Die Informationen für eine einfache EPS können für eine Erweiterung auf eine Duplex-Anordnung verwendet werden. Standardmäßig sind bei einer normalen EPS ein Rotorlagewinkelsensor und zwei Stromsensoren im Motor sowie ein Drehmomentensensor und ein Lenkradwinkelsensor an der Lenkstange verbaut. Es gibt bereits aber auch Systeme mit redundantem Drehmomentensensor.

Für die strukturelle Untersuchung wird zunächst eine Menge von potenziellen Sensoren benötigt, die möglicherweise verbaut werden könnten. Für diese Menge wird die Standardsensorik ange-

nommen, die um einen zusätzlichen Stromsensor sowie zusätzliche Spannungssensoren erweitert wird. Weiter wird angenommen, dass Sensoren mehrfach für die gleiche Messgröße eingebaut werden können, um so eine Sensorredundanz, falls notwendig, zu erzeugen.

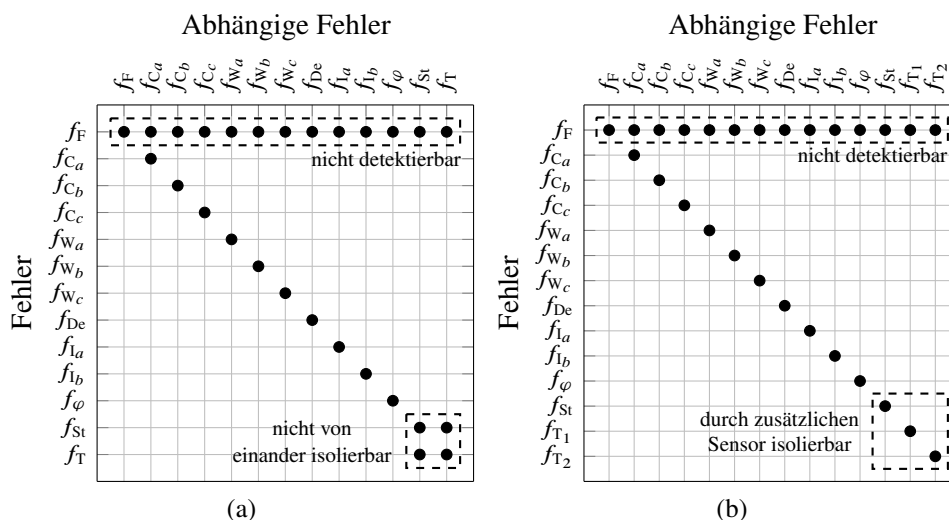
Mit Hilfe einer Teilmenge dieser Sensoren sollen die angenommenen Fehler erkennbar und isolierbar sein. Die für die Untersuchung angenommenen Fehler sind in Tabelle 4.2 gezeigt. Die Fehler werden dabei zunächst teilweise für die Untersuchung zusammengefasst. Eine detaillierte Fehlerannahme findet in Kapitel 6 statt. Die verwendeten Modellgleichungen entsprechen den Gleichungen (3.3) - (3.38) der Modellierung in Kapitel 3. Über eine Isolierbarkeitsmatrix wie in Bild 4.7 lässt sich einfach darstellen ob Fehler voneinander isolierbar sind oder nicht. Bild 4.7a zeigt die strukturelle Isolierbarkeit der angenommenen Fehler mit der EPS Standardsensorik. Die schwarzen Punkte symbolisieren eine Abhängigkeit zwischen den Fehlern und den abhängigen Fehlern. Bilden die schwarzen Punkte eine Diagonale, sind alle zugehörigen Fehler strukturell isolierbar, da sie nur von sich selbst abhängig sind und somit sich klar voneinander abtrennen lassen. Ist ein Fehler über die verwendete Sensorik nicht detektierbar, spiegelt sich das in der Isolierbarkeitsmatrix wieder, indem der nicht detektierbare Fehler von allen anderen Fehler abhängt [55]. Die resultierende Isolierbarkeitsmatrix in Bild 4.7b zeigt die bestmögliche Isolierbarkeit mit den angenommenen Sensoren. Hierfür muss zur Standardsensorik ein zusätzlicher Lenkwinkelsensor oder ein zusätzlicher Drehmomentensensor verwendet werden. Bei der Isolierbarkeitsmatrix in Bild 4.7b wird ein weiterer Drehmomentensensor verwendet. Diese Wahl lässt sich mit der besseren Rekonstruierbarkeit des Lenkwinkels begründen und entspricht dem Stand der Technik.

**Tabelle 4.2:** Angenommene Fehler für die Strukturuntersuchung der elektrische Servolenkung mit  $\iota \in \{a,b,c\}$

Teilsystem	Fehler	Name
<b>Mechanik</b>	$f_F$	Erhöhte Reibung
<b>Umrichter</b>	$f_{C_\iota}$	Defekte Umrichtung in Phase $\iota$
<b>Motor</b>	$f_{W_\iota}$	Windungsschluss in Phase $\iota$
	$f_{De}$	Entmagnetisierung
<b>Sensoren</b>	$f_{I_\iota}$	Stromsensorfehler in Phase $\iota$
	$f_\varphi$	Rotorlagewinkelfehler
	$f_{St}$	Lenkwinkelsensorfehler
	$f_T$	Drehmomentensensorfehler

Eine erhöhte Reibung in der Mechanik der Lenkung ist mit den angenommenen Sensoren nicht detektierbar, was an der unbekanntes Last liegt. Ein Fehler dieser Art ist also nur in Situationen mit bekannter Last möglich, wenn die Lastkraft über die weitere Fahrzeugsensorik zufriedenstellend geschätzt werden kann oder durch die Messung der Kraft über Dehnungsmessstreifen. Die Messung der Kraft ist aufwendig und teuer, was mit der Fehlerwahrscheinlichkeit in keiner Relation steht, da diese durch die Überdimensionierung der Mechanik gering ist [41].

Der Rotorlagewinkelsensorfehler lässt sich über die Zusammenhänge mit den Strömen detektieren und rekonstruieren, was in den Kapiteln 6 und 7 näher erläutert wird. Da von einer starren Kopplung bei der ausgewählten Duplexanordnung auszugehen ist, ist weiterhin ein Rotorlagewinkelsensor notwendig.



**Bild 4.7:** Isolierbarkeitsmatrizen zur Darstellung der strukturellen Isolierbarkeit der angenommenen Fehler (Fehler sind nicht voneinander strukturell isolierbar, falls sie in der Isolierbarkeitsmatrix eine Verknüpfung aufweisen, die durch einen Punkt dargestellt wird): a) Standardsensorik EPS: Bis auf eine erhöhte Reibung sind alle Fehler detektierbar. Die Fehler von Lenkwinkelsensor und Drehmomentensensor sind nicht von einander isolierbar b) Ein zusätzlicher Drehmomentensensor zur Standardsensorik: Die erhöhte Reibung ist immer noch nicht detektierbar, aber die Sensorfehler sind alle von einander isolierbar

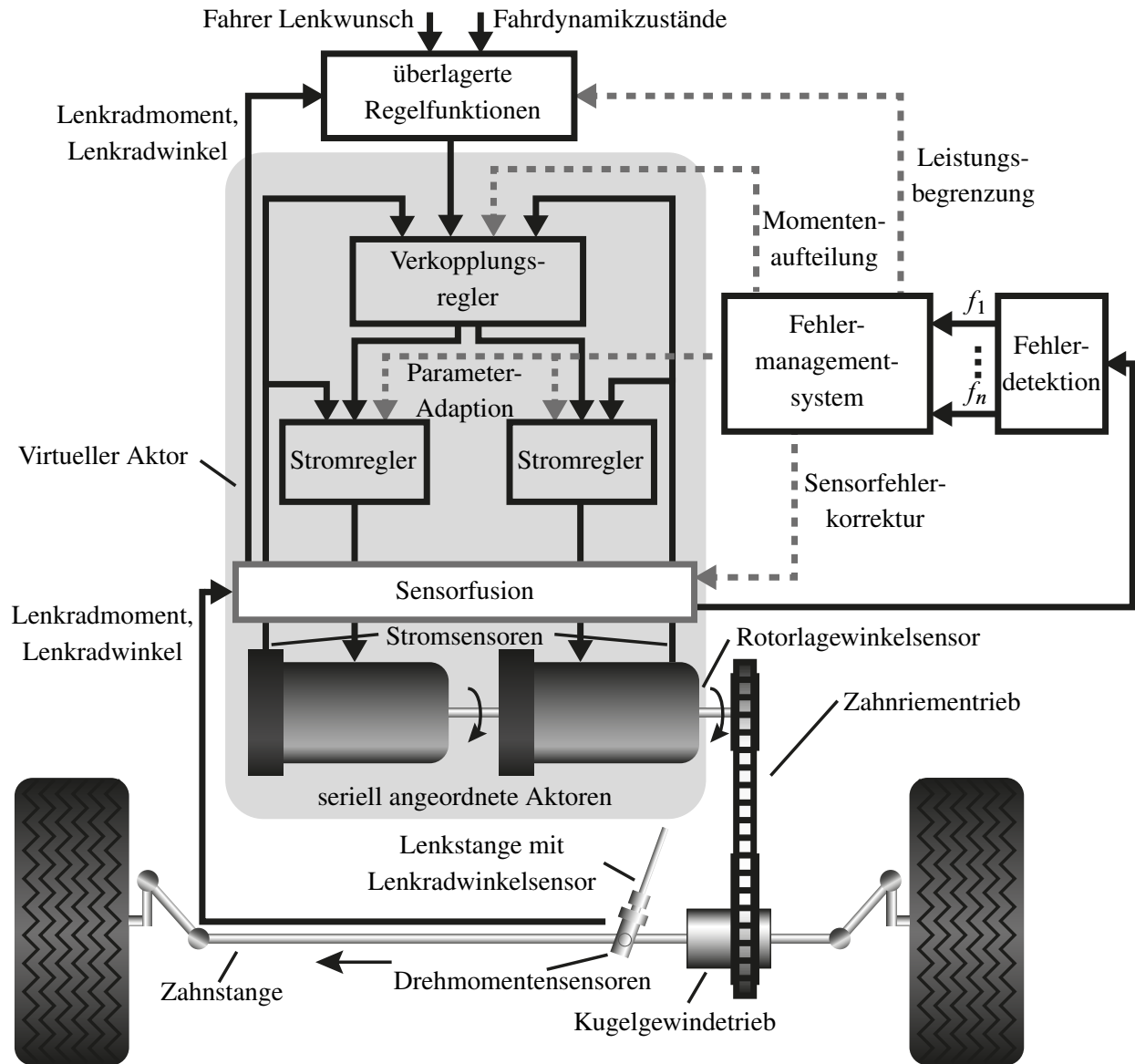
Die Strukturanalyse ergibt, dass zwei Stromsensoren ausreichend sind. In weiteren Untersuchungen zeigt sich, dass ein Sensor je Phase sinnvoll ist. Fehler können früher und schneller erkannt werden, da der Zusammenhang der Ströme im isolierten Sternpunkt genutzt werden kann. Dementsprechend sind für eine Duplex-Anordnung sechs Stromsensoren notwendig. Durch mögliche interne Kopplungen bei einer 6-Phasen-Maschine lässt sich die Anzahl der Stromsensoren eventuell reduzieren (diese Annahme konnte in dieser Arbeit aber nicht verifiziert werden). Ist eine nicht all zu hohe Diagnostiefe gefordert, sind für die Fehlertoleranz zwei Stromsensoren durchaus ausreichend. In Kapitel 7 wird gezeigt, dass die Stromsignale zum einen rekonstruiert werden können und zum anderen die Ströme auch durch eine Steuerung eingestellt werden können.

Eine maximale Isolierbarkeit würde sich ebenfalls bei Sensorkonfigurationen mit Spannungssensoren ergeben. Diese werden aber nicht weiter betrachtet, da hierbei ein höherer Mehraufwand entstehen würde.

Die sich ergebende Sensorkonfiguration für ein Duplex-Aktorsystem in Tabelle 4.3 verspricht somit eine hohe Fehlerisolierbarkeit bei einer gleichzeitig möglichst geringen Anzahl an Sensoren. Die Umsetzung wird in Kapitel 6 im Detail beschrieben.

**Tabelle 4.3:** Optimale Sensorkonfiguration eines Duplex-Aktorsystems

Sensor	Anzahl	Überwachbar mit
Rotorlagewinkel	1	Stromsensoren
Ströme	6 (1 je Phase)	Rotorlagewinkelsensor und Stromsensoren
Lenkradwinkel	1	Rotorlagewinkelsensor und Drehmomentensensor der Lenkstange
Drehmoment Lenkstange	2	Drehmomentensensor der Lenkstange



**Bild 4.8:** Gesamtkonzept eines fehlertoleranten Aktorsystems mit seriell angeordneten Lenkunterstützungs-Aktoren, nach Bild 4.2 Nr. 4)

## 4.2 Fehlertolerantes Regelungskonzept

Zunächst muss festgelegt werden, ob die Duplex-Aktoren im „cold standby“ oder im „hot standby“ Betrieb betrieben werden sollen. In einem „cold standby“ Betrieb ist nur ein Aktor aktiv, während der andere geschont wird, mit dem Nachteil, dass ein Umschalten zwischen den Aktoren schwierig ist [39], [40]. Bei der seriellen Anordnung der Aktoren ohne Kupplung sind zwangsläufig beide Aktoren, auf Grund ihrer permanenten Kopplung, in Bewegung. Das heißt, die mechanischen Komponenten der Aktoren sind dauernd in Betrieb und lediglich die elektrischen Komponenten können zeitweise außer Betrieb sein. Im „hot standby“ Betrieb ist eine schnelle Rekonfiguration besser umsetzbar als im „cold standby“ und die elektrischen Komponenten eines Aktors können verschieden belastet werden, wenn die Leistungsaufteilung auf die beiden Aktoren ungleichmäßig gewählt wird. Daher hat sich eine dynamische Redundanz im „hot standby“ als zweckmäßig herausgestellt. Siehe hierzu z.B. [41], [7].

Durch den „hot standby“ Betrieb müssen die Motoren verkoppelt geregelt werden. Ziel der Verkopplung ist die korrekte Aufteilung des zu stellenden Moments auf die beiden Motoren sowie die Vermeidung eines sich aufschwingenden Systems. Das Gesamtkonzept einer fehlertoleranten Regelung für seriell Duplex-Aktor System ist in Bild 4.8 zu erkennen. Ein Fehlermanagementsystem bestimmt dabei die korrekte Aufteilung des Stellmoments im Fehlerfall. Im fehlerfreien Betrieb wird das zu stellende Moment gleichmäßig auf die beiden Aktoren aufgeteilt. Fällt ein Motor komplett aus, übernimmt der andere komplett. Ist einer der Aktoren eingeschränkt betriebsbereit, z.B. bei einer Entmagnetisierung, kann dieser durch eine Adaption der Stromregelung weiter betrieben werden. Um eine Adaption möglichst einfach zu gestalten, wird für die Stromregelung ein Internal Model Control (IMC) Konzept verwendet.

Je nachdem, wie die beiden Aktoren ausgelegt sind, müssen im Fehlerfall die überlagerten Steuer- und Regelungsfunktionen eine Stellgrößenbegrenzung weitergegeben bekommen. Diese wird im Fehlermanagementsystem bestimmt. Ansonsten verhält sich das Duplex-Aktorsystem durch die Verkopplungsregelung aus Sicht der überlagerten Funktionen wie ein einziger (virtueller) fehlertoleranter Aktor. Nach [61] lässt sich das geregelte Duplex-Aktorsystem auch als virtueller Aktor bezeichnen.

Eine Datenfusion aller Sensordaten wird genutzt, um Sensorsignale im Fehlerfall rekonstruieren zu können, dies wird im Detail in Kapitel 7 beschrieben. Dies ist für alle Sensoren der EPS möglich außer für den Drehmomentensensor. Hierfür ist weitere Sensorik notwendig (z.B. ein zweiter Drehmomentensensor), da die anliegende Last unbekannt ist. Eine Lastschätzung wie sie z.B. in [20] gezeigt wird würde keine redundanten Zusatzinformationen liefern können, da diese bereits die vorhandenen Messdaten benötigt für die Rekonstruktion der Lastkraft. Erst durch die Hinzunahme von weiterer Fahrzeugsensorik wie Querschleunigungs- und Gierratensensor ständen wieder redundante Informationen zur Verfügung, um auf das Drehmoment an der Lenkstange rückzuschließen.

Über eine modellbasierte Fehlererkennung auf Basis von Paritätsgleichungen und Parameterschätzung, wie es in Kapitel 6 beschrieben wird, kann im Fehlermanagementsystem eine Fehlerdiagnose durchgeführt werden.

Durch die Verwendbarkeit des Systemmodells aus Kapitel 3 in der Regelung, der Datenfusion

und der Fehlererkennung entsteht ein recheneffizientes Gesamtsystem, welches durch die schnelle und frühe Fehlererkennung ebenfalls effizient rekonfiguriert werden kann, wie es in Kapitel 7 dargestellt wird.

## 4.3 Zusammenfassung

Mit Hilfe einer FMEA, Fehlerbaumanalyse und Strukturanalyse wurde ein Gesamtkonzept für ein fehlertolerantes Aktorsystem aufgestellt. Die serielle Anordnung zweier Aktoren 4) bzw. die kompaktere Variante in Form eines 6-Phasen-Motors 5) in Bild 4.2 sind zielführende Anordnungen und werden daher für die entwickelten Konzepte in den folgenden Kapiteln verwendet (trotz der parallelen Aktoranordnung am Prüfstand 2.1). Diese sollten im „hot standby“ betrieben werden. Durch eine Strukturanalyse kann eine erste fehlertolerante Sensorkonfiguration bestimmt werden. Nach der Berücksichtigung weiterer Randbedingungen ergibt sich die endgültige Sensorkonfiguration in Tabelle 4.3. Diese Sensorkonfiguration wird ebenfalls für die folgenden Kapitel angenommen. Das fehlertolerante Regelungskonzept in Bild 4.8 fasst die Duplex-Aktorik zu einem virtuellen fehlertoleranten Aktor zusammen. Durch die Nutzung eines Modells mit hoher Modellgüte für alle Aufgaben des Fehlermanagementsystems kann ein effizient arbeitendes System erwartet werden. Zum einen, was die Rekonfigurationsgeschwindigkeit betrifft und zum anderen, was die benötigte Rechenleistung betrifft.

Weiter wird davon ausgegangen, dass eine redundante zweikanalige Architektur für die ECU (Engine Control Unit), der Stromversorgung sowie der Kommunikationswege vorhanden sein muss, wie z.B. in [74] oder [7] beschrieben. Dies soll aber kein Schwerpunkt dieser Arbeit sein.

## 5 Auswirkungen des Ausfalls eines EPS-Aktors im Fahrbetrieb

Ziel dieser Arbeit ist die Entwicklung einer fehlertoleranten EPS. Zur Einschätzung, welche Maßnahmen für die Fehlertoleranz erforderlich sind, wird in diesem Kapitel der Totalausfall eines Motors einer Duplex-EPS untersucht. Um den Ausfall in einem Fahrzeug nachstellen zu können, wird der Duplex-EPS-Prüfstand verwendet, dessen Aufbau in 2.1 beschrieben wird. Für ein besseres Verständnis der Ergebnisse wird in diesem Kapitel zunächst die Prüfstandsregelung erläutert. Zur Nachbildung der Fahrdynamik und der daraus resultierenden Zahnstangenkraft kommt die Simulationsumgebung ASM der Firma dSPACE zum Einsatz. Simuliert wird ein generisches Mehrkörper-Modell eines SUV mit einem nichtlinearen Zweispurmodell für die Querdynamik, um möglichst hohe Lenkkräfte generieren zu können. Wichtige zu klärende Fragen sind, ob der Fahrer beim Ausfall eines Aktors einen Ruck am Lenkrad spürt und ob dieser durch eine geschickte Rekonfiguration minimiert werden kann. Weiter ist von Interesse, wie ein geschlossener Lenkwinkel-Regelkreis auf den Ausfall eines Aktors reagiert und ob die geforderte Solltrajektorie weiter abgefahren werden kann. Für die Untersuchung wird ein Doppelspurwechsel und eine stationäre Kreisfahrt betrachtet. Der Doppelspurwechsel stellt eine sicherheitskritische Fahrsituation dar, an der beurteilt werden soll, wie relevant der Ausfall eines Aktors ist. Die stationäre Kreisfahrt dient der Beurteilung der Auswirkungen eines Ausfalls bei konstanten Querkräften.

### 5.1 Prüfstandsregelung

#### Regelung Duplex-Aktor

Die beiden EPS-Aktoren sind über die Zahnstange gekoppelt, das heißt Gleichung (3.66) lässt sich für beide Aktoren nutzen

$$J\ddot{\varphi}_1 = M_{el,1} - d_R\dot{\varphi}_1 - \frac{d_{KU}\dot{\varphi}_1 + c_{KU}\varphi_1}{i_{ZR}^2 i_{KU}^2} + \frac{d_{KU}\dot{x}_{rack} + c_{KU}x_{rack}}{i_{ZR}i_{KU}} \quad (5.1)$$

$$J\ddot{\varphi}_2 = M_{el,2} - d_R\dot{\varphi}_2 - \frac{d_{KU}\dot{\varphi}_2 + c_{KU}\varphi_2}{i_{ZR}^2 i_{KU}^2} + \frac{d_{KU}\dot{x}_{rack} + c_{KU}x_{rack}}{i_{ZR}i_{KU}}, \quad (5.2)$$

unter der Annahme, dass die Parameter der Aktoren identisch sind. Gleichung (3.67) erweitert sich zu

$$2m_Z\ddot{x}_{rack} = \frac{d_{KU}\dot{\varphi}_1 + c_{KU}\varphi_1}{i_{ZR}i_{KU}} + \frac{d_{KU}\dot{\varphi}_2 + c_{KU}\varphi_2}{i_{ZR}i_{KU}} - 2d_{KU}\dot{x}_{rack} - 2c_{KU}x_{rack} - F_{rack}. \quad (5.3)$$

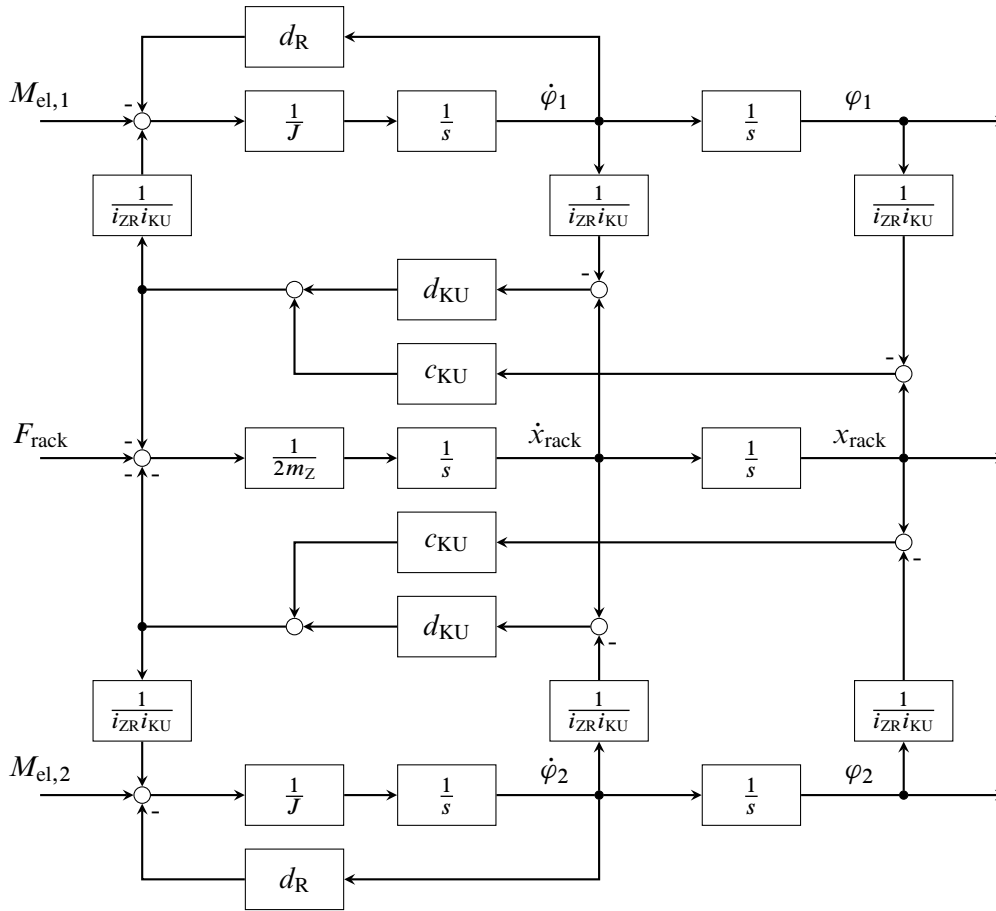


Bild 5.1: Signalflussbild der Mechanik des Duplex-Aktors

Hiermit ergibt sich für die Mechanik der Duplex-EPS das Signalflussbild in Bild 5.1.

Unter der Annahme, dass die Masse der Zahnstange  $m_Z$  vernachlässigbar klein ist gegenüber dem Trägheitsmoment  $J$ , kann für die Verkopplungsregelung das vereinfachte lineare Zustandsraummodell

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi}_1 \\ \ddot{\varphi}_1 \\ \dot{\varphi}_2 \\ \ddot{\varphi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{c_g}{J} & -\frac{d_R+d_g}{J} & \frac{c_g}{J} & \frac{d_g}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{c_g}{J} & \frac{d_g}{J} & -\frac{c_g}{J} & -\frac{d_R+d_g}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \dot{\varphi}_1 \\ \varphi_2 \\ \dot{\varphi}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{J} \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} M_{el,1} \\ M_{el,2} \end{bmatrix} - \frac{F_{rack}}{2i_{ZR}i_{KU}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right) \quad (5.4)$$

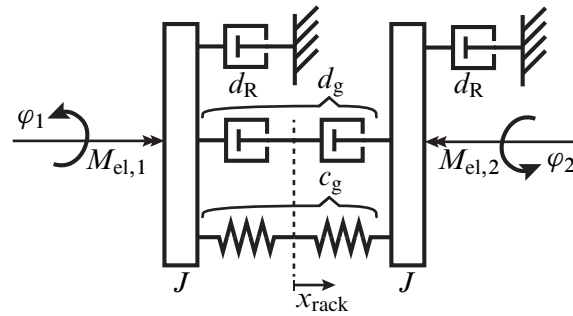
aufgestellt werden, bei dem der Zustand  $x_{rack}$  eliminiert werden konnte, mit

$$c_g = \frac{c_{KU}}{2i_{ZR}^2 i_{KU}^2} \quad (5.5)$$

$$d_g = \frac{d_{KU}}{2i_{ZR}^2 i_{KU}^2}. \quad (5.6)$$

Bild 5.2 stellt die sich ergebenden Vereinfachungen grafisch dar.

Um ein Aufschwingen der beiden Aktoren zu unterbinden, ergibt sich die Verkopplungsbedingung  $\varphi_1 = \varphi_2$ . Um diese erfüllen zu können, wird eine Verkopplungsregelung durch Dreiecksentkopp-



**Bild 5.2:** Vereinfachtes Modell der Duplex-EPAS

lung und vollständige modale Synthese entwickelt nach dem Vorbild von [49], wie in [100] genauer beschrieben. Das unregelte System besitzt vier Eigenwerte. Zwei dominante Eigenwerte, die mit den Eigenwerten eines einfachen EPS-Aktors übereinstimmen und ein konjugiert komplexe Polstellenpaar, was für die Schwingungsfähigkeit des Systems verantwortlich ist. Da sich der Duplex-Aktor wie ein einfacher Aktor verhalten soll, sollen die dominanten Eigenwerte durch die Verkopplungsregelung nicht verschoben werden. Die anderen beiden Eigenwerte sollen reellwertig und möglichst schnell gewählt werden, um ein Aufschwingen möglichst schnell unterbinden zu können. Da nicht alle Eigenwerte verschoben werden sollen, kann der Regler nicht direkt wie in [49] bestimmt werden, sondern muss aus dem Kern der Rosenbrock'schen Systemmatrix bestimmt werden.

Da das eigentliche Regelziel nicht die Position, sondern das Gesamtmoment ist, muss für die Regelung das Vorfilter zu

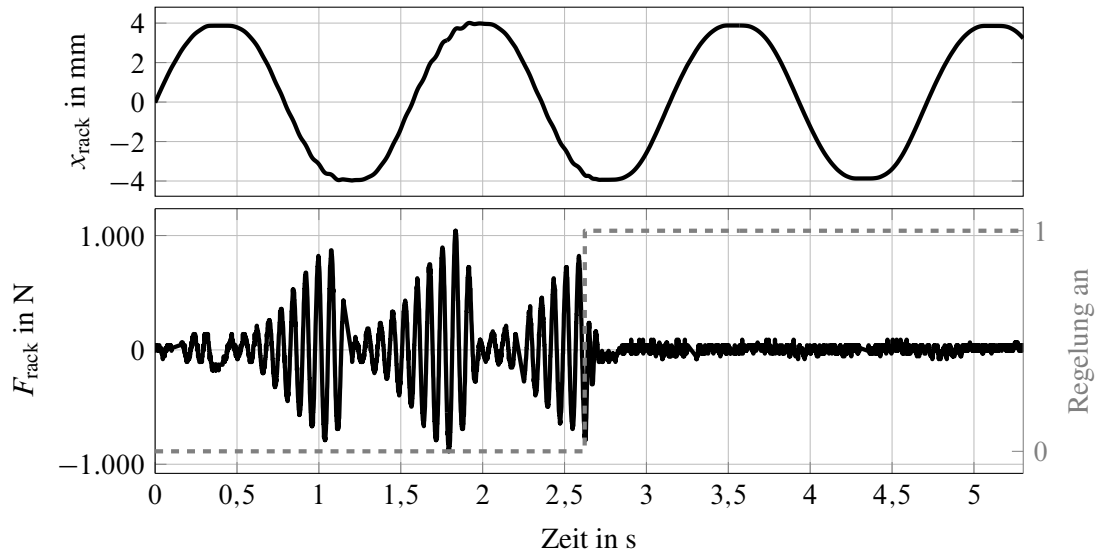
$$F = \begin{bmatrix} 0,5 \\ 0,5 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

gewählt werden, um das geforderte Gesamtmoment gleichmäßig auf beide Aktoren aufzuteilen. Bild 5.3 zeigt, wie die Regelung das Aufschwingen des Systems im lastfreien Zustand unterdrücken kann. Die Regelung entspricht dabei einer künstlichen Dämpfung des Systems. Im belasteten Zustand schafft die Verkopplungsregelung es nicht, das Schwingen des Systems komplett zu unterbinden auf Grund von Nichtlinearitäten, Modellungenauigkeiten und den unterlagerten PI-Stromregelungen, wie in Bild 5.6 dargestellt.

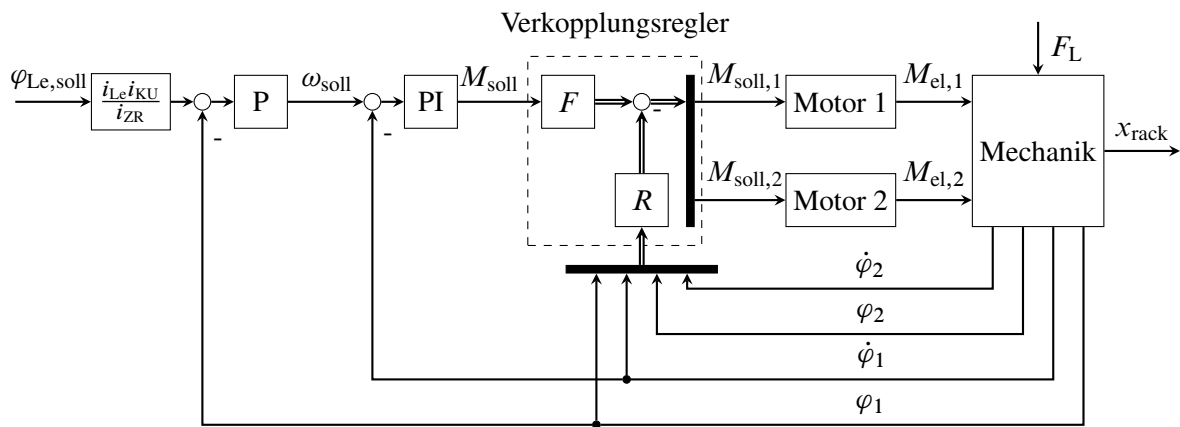
Der Verkopplungsregelung überlagert ist eine PI-Drehzahlregelung, die die Rotorgeschwindigkeit  $\omega$  regelt und ein P-Regler für die Positionsregelung des Rotorlagewinkels  $\varphi$  umgerechnet auf den Lenkwinkel  $\varphi_{Le}$ . Die Regler sind mittels den Standardverfahren Betragsoptimum und Symmetrisches Optimum [81] ausgelegt worden. Bild 5.4 zeigt den Aufbau der Reglerstruktur.

### Prüfstandssteuerung und -regelung

Die Prüfstandssteuerung und -regelung wird im Blockschaltbild 5.5 verdeutlicht. Die Mehrkörper-Fahrzeug-Simulation ASM ermöglicht das Nachstellen von Fahrsituationen. Ein künstlicher Fahrer steuert dabei das simulierte Fahrzeug. Dessen Sollvorgabe des Lenkradwinkels  $\varphi_{Le}$  wird an den Duplex-Aktor als Sollposition übergeben. Die sich aus dem Fahrmanöver ergebenden Kräfte



**Bild 5.3:** Zahnstangenkraft zwischen den EPS-Aktoren ohne und mit Verkopplungsregelung bei einer Sinusbewegung der Zahnstange



**Bild 5.4:** Blockschaltbild der Regelung des Duplex-Aktors (die Mechanik entspricht Bild 5.1, wobei  $F_{rack}$  sich zu  $F_L$  vereinfacht, da kein Handmoment am Prüfstand vorliegt)

und Momente, die am Reifen anliegen und die Lastkraft  $F_L$  auf die Lenkung erzeugen, lassen sich mit ASM berechnen. Diese Kraft soll in die Zahnstange des Prüfstandes über den Lastaktor eingeleitet werden. Dafür muss das Haften und die Dynamik des Lastaktors kompensiert werden. Der Lastaktor besitzt im Vergleich zu Reifen am Fahrzeug eine hohe Haftreibung und Dämpfung. Bei Kräften, erzeugt durch die Duplex-EPS, die im Fahrzeug zum Eindrehen der Räder führen würden, verharrt der Lastaktor in seiner Position. Dies führt auf Grund der Positionsregelung in der Duplex-EPS zu einem zu schnellen Anstieg der Zahnstangenkraft. Um diesen Effekt zu kompensieren, wird eine Störgröße aus dem Sollmoment der Duplex-EPS sowie der Zahnstangengeschwindigkeit abgeleitet und dem Lastaktor zusätzlich aufgeschaltet.

Der Lastaktor wird mit der werksseitig mitgelieferten Stromregelung geregelt. Damit wird zunächst die geforderte Kraft  $F_L$  vorgesteuert. Zur Kompensation der Aktordynamik und der hohen Haftkraft wird eine Trajektorienfolgeregelung verwendet. Auf Basis einer PI-Regelung wird die Zahnstangenkraft über die Messung der Kraftmessdose  $F_{mess}$  zwischen Lastaktor und Duplex-EPS

geregelt. Die im Stillstand zu schnell ansteigende Zahnstangenkraft, welche durch die Duplex-EPS erzeugt wird, soll vom Lastaktor kompensiert werden. Hierfür wird das Sollmoment der Duplex-EPS über ein  $PT_2$ -Filter, welcher dem Modell einer einfachen EPS mit den Gleichungen (3.66) und (3.67) entspricht, gefiltert und in eine Kraft umgerechnet.

Bei höheren Zahnstangengeschwindigkeiten soll der Einfluss der Störgrößenkompensation reduziert werden, da der zu starke Anstieg der Zahnstangenkraft hauptsächlich im Stillstand und bei kleinen Geschwindigkeiten auftritt und sonst sich Duplex-EPS und Lastaktor aufschwingen können. Die Dämpfung des verwendeten  $PT_2$ -Filter wird in Abhängigkeit der Zahnstangengeschwindigkeit über

$$d = d_{KU} + d_R + f_d(\dot{x}_{rack}) \quad (5.8)$$

adaptiert, um den Einfluss der Störgrößenkompensation zu verringern und ein Aufschwingen zu vermeiden.

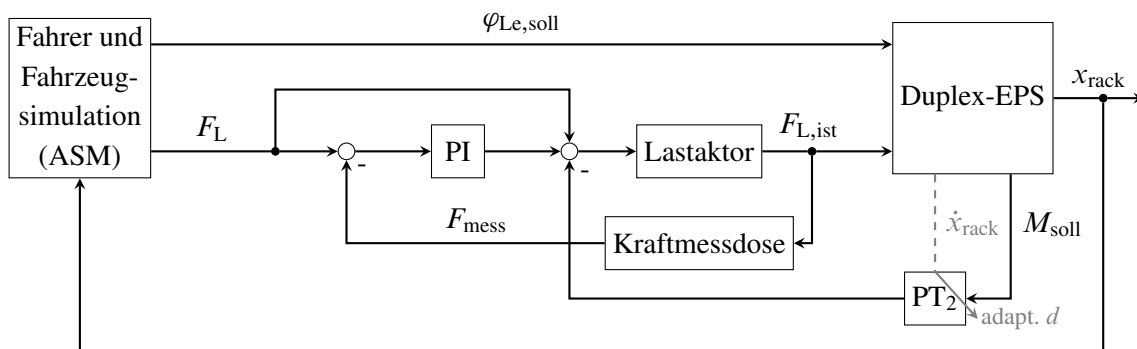
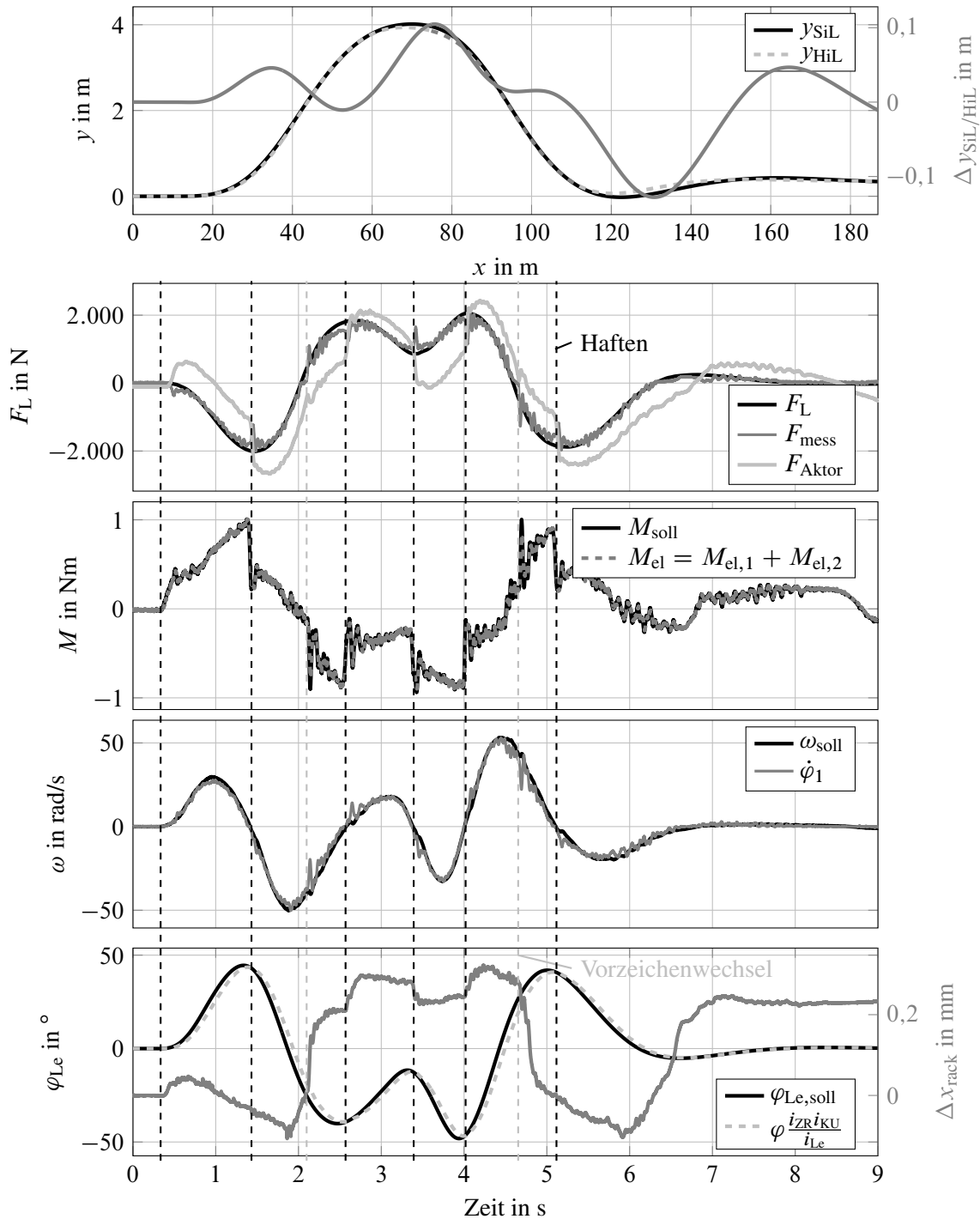


Bild 5.5: Blockschaltbild der Prüfstandssteuerung und -regelung

Die sich ergebende Prüfstandsregelung ermöglicht eine ausreichend genaue Nachbildung der von den Reifen erzeugten Lastkraft  $F_L$  für die durchgeführten Lenkmanöver. Lediglich im Stillstand kommt es zu Schwingungen in der Zahnstangenkraft. Dies resultiert aus der Kombination der drei beteiligten Aktoren und dem auftretenden Haften. Eine Haftkompensation hat nicht die gewünschten Resultate erzielt, da das Umschalten zwischen positiver und negativer Haftkraft von der Solltrajektorie, der Störtrajektorie und dem Bewegungszustand des Systems abhängt und somit schwer realisierbar ist. Bei dem Verpassen des richtigen Zeitpunktes der Umschaltung führt die Haftkompensation zu einer Verstärkung der Schwingungen.

## 5.2 Doppelspurwechsel

Bei den folgenden Messungen wird immer ein Doppelspurwechsel bei 75 km/h am Hardware-in-the-Loop (HiL) Duplex-EPS-Prüfstand aus Abschnitt 2.1 durchgeführt, dessen Prüfstandsregelung im vorherigen Abschnitt 5.1 erläutert wird. Zunächst muss geprüft werden, wie gut mit dem Duplex-EPS-Prüfstand ein Fahrmanöver nachgebildet werden kann. Hierfür wird eine Software-in-the-Loop (SiL) Simulation des Doppelspurwechsels durchgeführt, um anschließend die mit eingebundenem Prüfstand gefahrene Trajektorie damit zu vergleichen.



**Bild 5.6:** Doppelspurwechsel am EPS-Prüfstand im fehlerfreien Zustand. Im ersten Graph ist die Fahrzeugtrajektorie in der reinen Simulation und mit Einbindung des Prüfstands aufgetragen sowie die Abweichung zwischen den Trajektorien in Fahrzeugquerrichtung. Im zweiten Graph wird die geforderte Lastkraft  $F_L$ , die gemessene Lastkraft  $F_{mess}$  sowie die dafür notwendige Kraft vom Lastaktor  $F_{Aktor}$  dargestellt. Die untersten drei Graphen zeigen die kaskadiert geregelten Zustandsgrößen des Duplex-Aktors Moment an den Motoren, Rotorlagengeschwindigkeit und Lenkradwinkel. Im letzten Graphen wird noch die Positionsdivergenz bezogen auf die Zahnstange zwischen den Aktoren dargestellt. Die Stellen, an denen das Vorzeichen der Lastkraft  $F_L$  wechselt und Haften auftritt, sind hervorgehoben

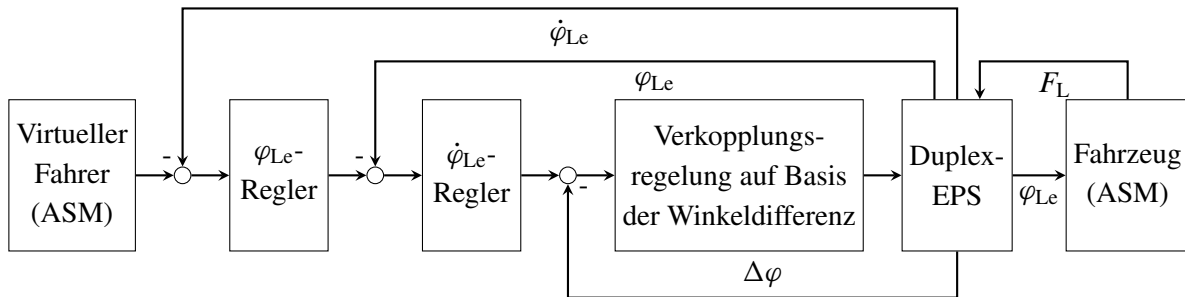
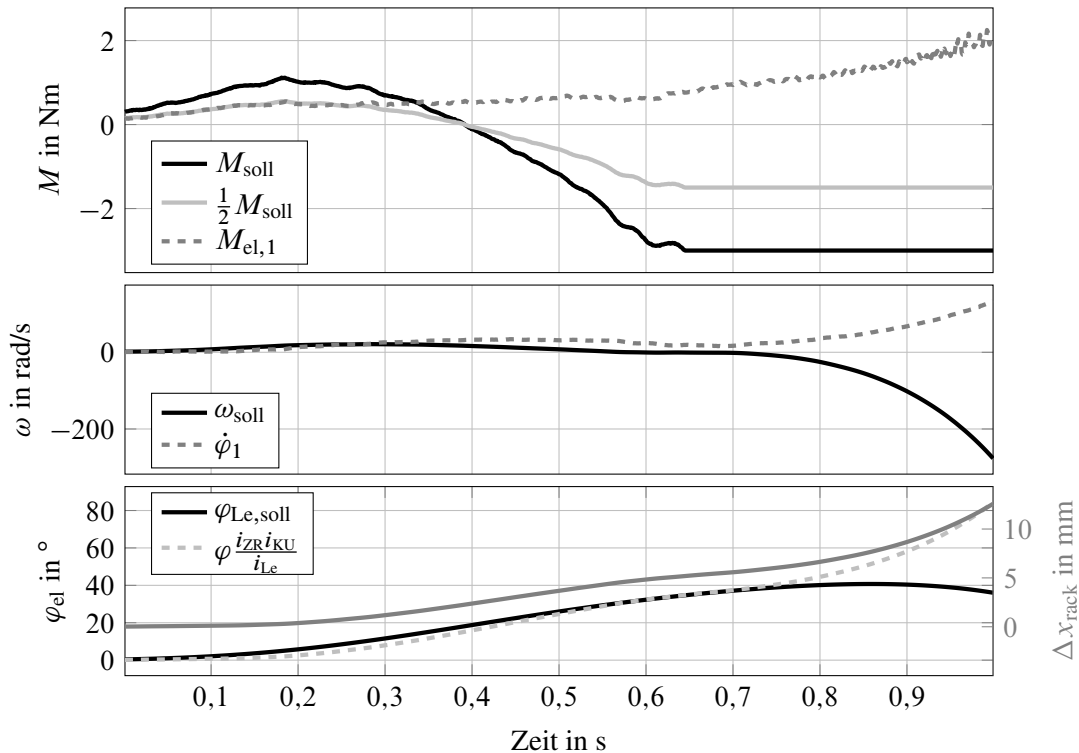


Bild 5.7: Signalflussbild der Versuchsanordnung

Bild 5.7 zeigt das Signalflussbild der Versuchsanordnung. Der Block „Duplex-EPS“ entspricht bei der HiL Anordnung dem Duplex-EPS Prüfstand und bei der SiL Anordnung wird die Duplex-EPS mitsimuliert. Die abzufahrende Solltrajektorie wird durch einen virtuellen Fahrer (Trajektorienfolgeregelung) generiert, der entsprechenden Solllenkwinkel  $\varphi_{Le,soll}$  vorgibt.

Im obersten Graphen von Bild 5.6 wird die Querbewegung des Fahrzeuges über dessen Längsbewegung einmal für die SiL Simulation und einmal für die HiL Simulation aufgetragen. Die Differenz der beiden gefahrenen Trajektorien liegt bei  $\Delta y_{SiL/HiL} \leq 12$  cm. Wird dies mit der Präzision eines normalen Fahrers verglichen und wird von einer Fahrzeugbreite von 2 m und einer Spurbreite von 3,25 m ausgegangen, erscheint die Regelgüte für die folgenden Untersuchungen ausreichend. Weiter wird in Bild 5.6 die Lastkraft  $F_L$  dargestellt, die an der Zahnstange wirken soll. Hierfür muss der Lastaktor zunächst seine eigene Systemdynamik kompensieren, um die geforderte Momentenrajektorie stellen zu können.  $F_{mess}$  zeigt die gemessene Zahnstangenkraft. Es ist zu erkennen, dass der Solltrajektorie gefolgt werden kann. Lediglich im Bereich des Stillstands und bei einem Vorzeichenwechsel der Zahnstangenkraft ergeben sich der Trajektorie überlagerte Schwingungen. Diese sind auf die verwendete Verkopplungsregelung zurückzuführen, die es auf Grund der Nichtlinearitäten nicht schafft, ein Aufschwingen des Duplex-Systems vollständig zu unterdrücken. Wird die Differenzposition der beiden Aktoren bezogen auf die Zahnstange betrachtet, zeigt sich, dass immer sprungförmige Änderungen auftreten, wenn es zum Aufschwingen des Systems kommt. Diese Tatsache stützt die Annahme, dass die Verkopplungsregelung die Hauptursache für die besagten Schwingungen ist. Die auftretenden Schwingungen zeigen, dass eine andere Aktoranordnung, wie sie in Kapitel 4 beschrieben wird, sinnvoll ist und dass ein Verkopplungsregelung auf Winkelbasis nicht ausreichend ist.

Die Aufteilung des Sollmoments  $M_{soll}$  auf die beiden Aktoren ist 50/50. Wird der Fehlerfall betrachtet, dass ein Aktor komplett ausfällt, wird die Verkopplungsregelung ohne Rekonfiguration instabil. Dies wird in Bild 5.8 verdeutlicht. Durch die weiter bestehende 50/50 Aufteilung des Sollmoments liefert der fehlerfreie Aktor weiterhin nur die Hälfte des benötigten Momentes. Dem wirkt die überlagerte PI-Drehzahlregelung entgegen, deren bleibende Regelabweichung durch den I-Anteil dazu führt, dass ein entsprechend höheres Sollmoment gefordert wird. Dies funktioniert, solange die Winkeldifferenz zwischen den beiden EPS-Aktoren klein bleibt. Durch den Anstieg der Winkeldifferenz führt die noch aktive Verkopplungsregelung dazu, dass das vom Motor abgegebene Moment das benötigte weit übersteigt. Da der zweite Motor dem nicht entgegenwirken kann, beeinflusst dies die Erfüllung des Regelziels der überlagerten Regelungen. Der Differenzwinkel ändert sich in Abhängigkeit der Bewegungsrichtung und der anliegenden Last.



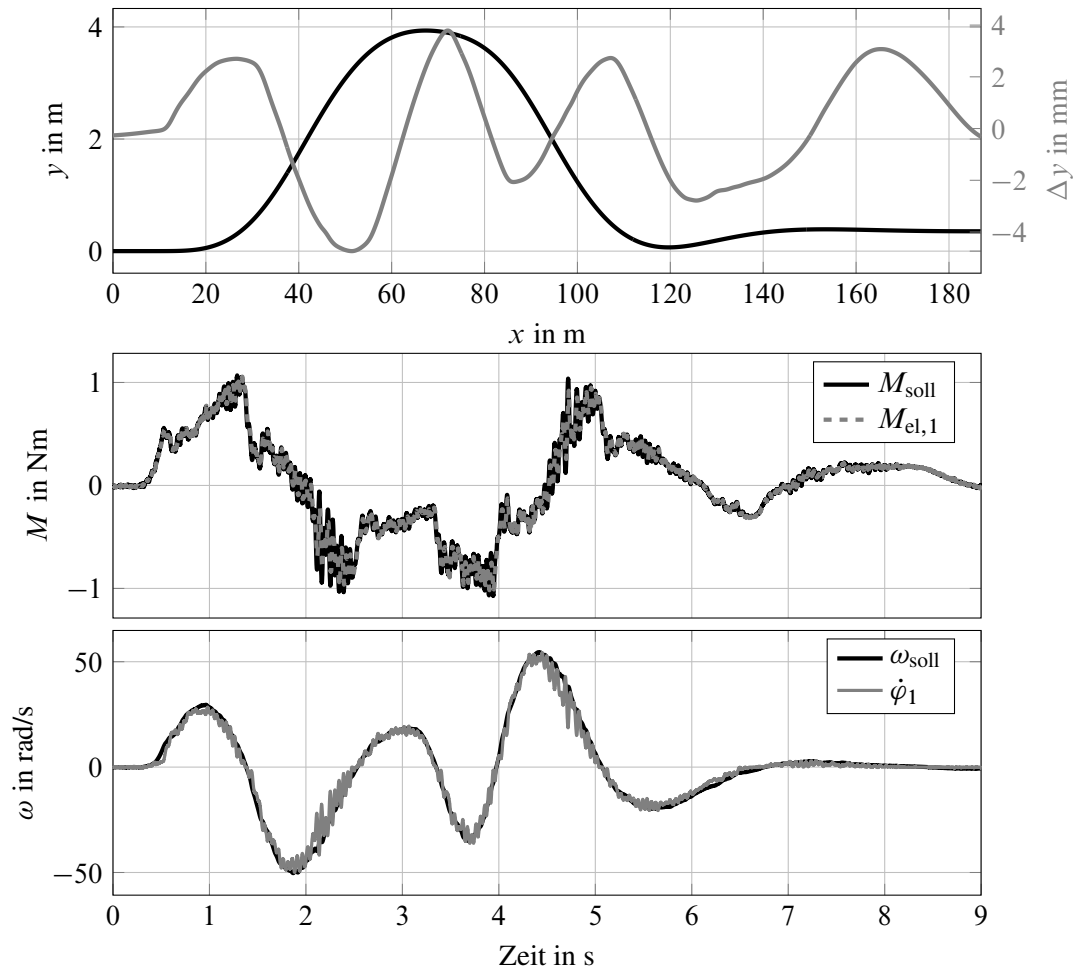
**Bild 5.8:** Beginn eines Doppelspurwechsels bei Ausfall eines der beiden Aktoren ohne Rekonfiguration. Durch die verbleibende Rückkopplung der Verkopplungsregelung wird das System instabil. Ab 0,6 s kommt das Moment in eine künstliche Stellgrößenbegrenzung, die dem Schutz des Prüfsandes dient

Dies führt dazu, dass das Motormoment weiter steigt, obwohl bereits ein negatives Moment gefordert wird.

Aus diesem Ergebnis lässt sich ableiten, dass das verkoppelte System keine passive Fehlertoleranz besitzt. Das System muss rekonfiguriert werden, um den Ausfall eines Aktors tolerieren zu können. Es folgt die Frage, wie viel Zeit hierfür zur Verfügung steht und wie gut das System im rekonfigurierten Zustand sein Regelziel erfüllen kann.

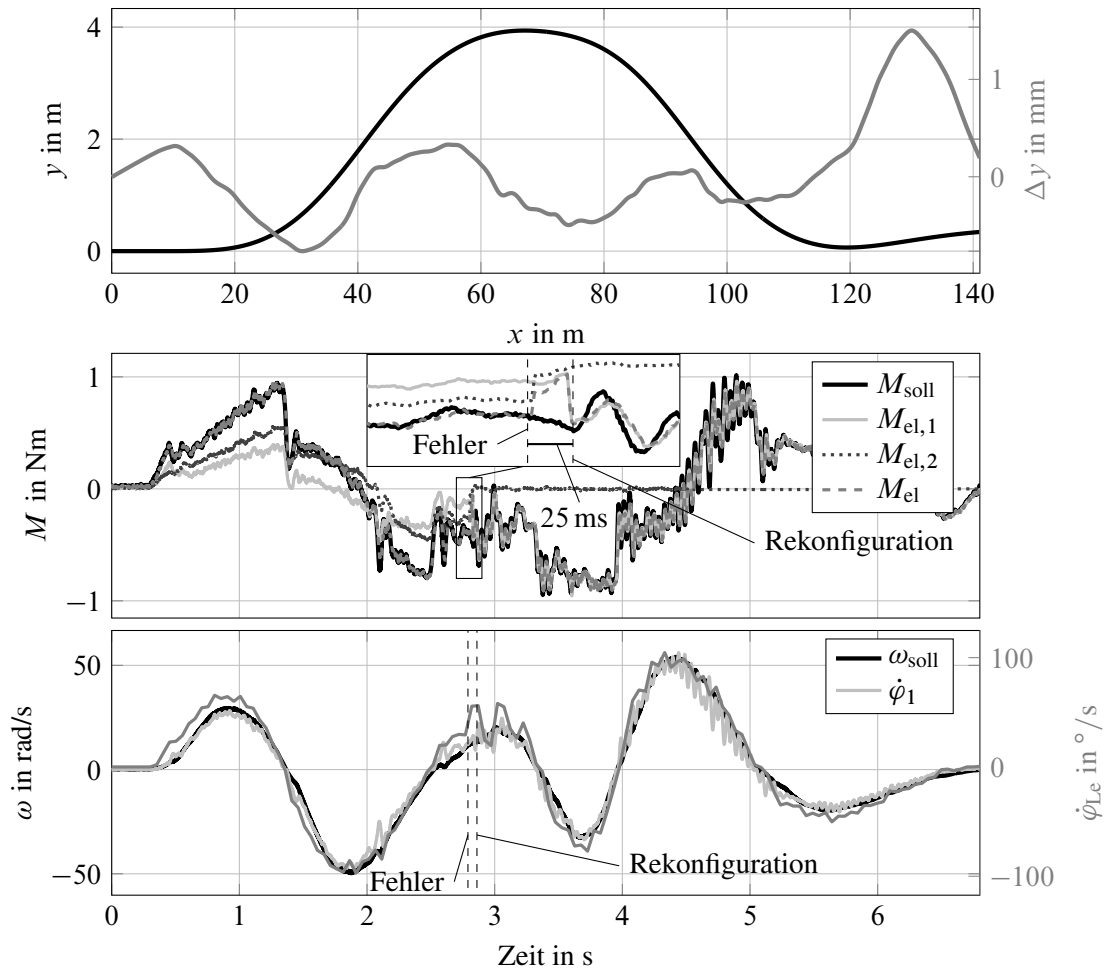
Bild 5.9 zeigt den Doppelspurwechsel beim Ausfall eines Aktors mit einem von Anfang an rekonfigurierten System. Die Rekonfiguration entspricht in diesem Kapitel der Auftrennung der Rückführung der Verkopplungsregelung und der Entfernung der Aufteilung durch den Vorfilter. Dadurch kann das Moment des fehlerfreien Motors  $M_{el,1}$  dem Sollmoment  $M_{soll}$  folgen. Die Querablage  $\Delta y$  von der Fahrzeugtrajektorie im fehlerfreien Fall ist mit einem Unterschied von maximal 4 mm vernachlässigbar klein. Es zeigt sich, dass der Drehzahl des Motors stärkere Schwingungen überlagert sind als im fehlerfreien Fall. Die Ursache hierfür ist der elastisch angekoppelte defekte Motor, der durch den fehlerfreien Motor mitbewegt werden muss.

In Bild 5.10 wird der Ausfall eines Aktors zum Zeitpunkt  $t = 2,8$  s herbeigeführt. Die Rekonfiguration des Systems wird 25 ms nach dem Eintreten des Fehlers durchgeführt. Vor dem Fehlertritt teilt sich das Gesamtmotormoment  $M_{el}$  auf die beiden Momente  $M_{el,1}$  und  $M_{el,2}$  auf. Dabei sind  $M_{el,1}$  und  $M_{el,2}$  auf Grund der Verkopplungsregelung nicht gleich groß, da die Regelung den



**Bild 5.9:** Doppelspurwechsel bei Ausfall eines der beiden Aktoren mit Rekonfiguration. Die Querablage  $\Delta y$  von der Fahrzeugtrajektorie im fehlerfreien Fall ist minimal. Die Rotordrehzahl erreicht die Sollzahl mit erhöhten überlagerten Schwingungen

Differenzwinkel zwischen den Motoren versucht zu Null zu regeln indem einer der beiden Motoren weniger Moment gibt als der andere. Es fällt der Motor aus, der zum Zeitpunkt des Fehlers das größere Moment liefert. Durch den Ausfall fällt  $M_{el}$  sprunghaft auf  $M_{el,1}$  ab und  $M_{el,2}$  wird Null. Während die sprunghafte Änderung in der Fahrzeugbewegung nicht erkennbar ist, lässt sich eine Geschwindigkeitsänderung in der Lenkwinkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{Le}$  feststellen. Diese wird durch Differentiation und Filterung des gemessenen Lenkwinkels bestimmt. Durch die Rekonfiguration übernimmt der fehlerfreie Motor das Gesamtmoment sprunghaft, was wieder in der Lenkwinkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{Le}$  erkennbar ist. Weitere Messungen haben gezeigt, dass eine Rekonfigurationsdauer länger als 25 ms das System destabilisieren kann. Mit sinkender Dauer bis zur Rekonfiguration nimmt der Einfluss auf die Lenkradgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{Le}$  ab. Das bedeutet, je kleiner die Diagnosedauer ist, desto weniger ist vom Ausfall am Lenkrad spürbar. Da die Zeitkonstante des elektrischen Teilsystems wesentlich kleiner ist als die des mechanischen, sollte bei direktem Erkennen eines Fehlers die PMSM schnell genug sein, so dass am Lenkrad kein Ausfall spürbar sein sollte. Eine weitere Möglichkeit den Einfluss des Ausfalls auf das Lenkrad zu minimieren, ist das Abflachen der sprunghaften Änderungen im Gesamtmotormoment  $M_{el}$ . Dies

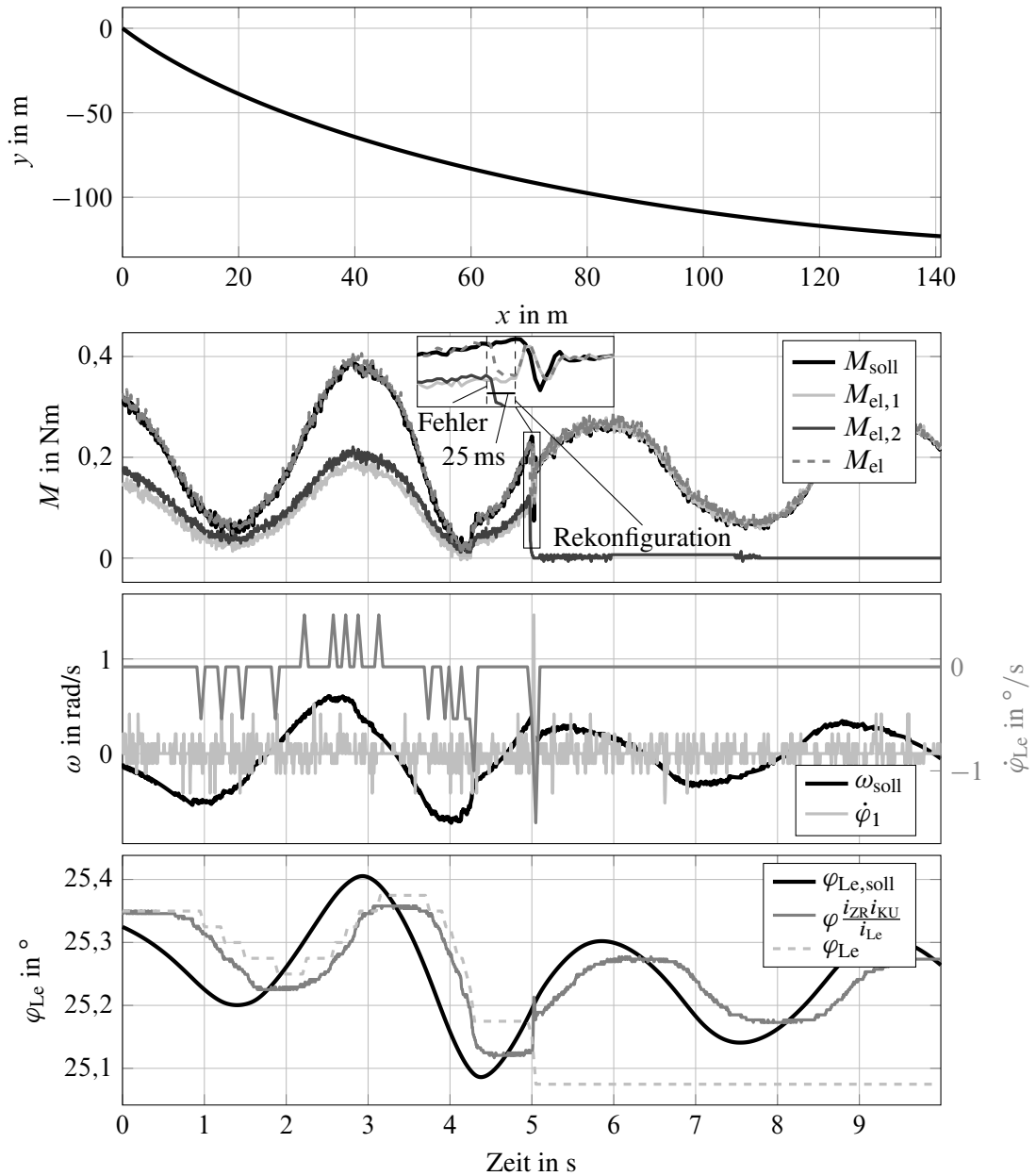


**Bild 5.10:** Doppelspurwechsel bei Ausfall eines der beiden Aktoren zum Zeitpunkt  $t = 2.8$  s mit anschließender Rekonfiguration nach 25 ms nach Fehlereintritt. Der Ausfall hat keinen messbaren Einfluss auf die Fahrzeugbewegung. Die Lenkwinkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{Le}$  bricht nach Fehlereintritt kurz ein

ist mit einer passiven Fehlertoleranz möglich, da die fehlertolerante Regelung dem Ausfall direkt entgegenwirkt. Ohne passive Fehlertoleranz ist nur bei der Rekonfiguration eine Abflachung, durch eine Umschaltstrategie, möglich und nicht beim Fehlereintritt. Dann bedeutet eine Abflachung des Sprungs eine längere Zeit bis das volle noch zur Verfügung stehende Moment genutzt werden kann. Das könnte dazu führen, dass ein Fahrmanöver wie ein Doppelspurwechsel nicht mehr ausreichend gut gefahren werden kann. Deshalb wurde dieser Ansatz nicht weiter verfolgt.

## 5.3 Stationäre Kreisfahrt

Während der stationären Kreisfahrt wird das gleiche Fehlerbild ausgetestet wie beim Doppelspurwechsel, einer der beiden Aktoren fällt komplett aus. Das Fahrzeug fährt mit einer Geschwindigkeit von 70 km/h auf einem Kreisbogen mit einem Radius von  $r = 200$  m. Zum Zeitpunkt  $t = 5$  s fällt ein Motor aus und nach 25 ms wird rekonfiguriert, indem die Rückführung und die Aufteilung



**Bild 5.11:** Ausschnitt von einer stationären Kreisfahrt bei Ausfall eines der beiden Aktoren zum Zeitpunkt  $t = 5$  s mit anschließender Rekonfiguration nach 25 ms nach Fehlereintritt. Der Ausfall hat keinen messbaren Einfluss auf die Fahrzeugbewegung. Im gemessenen Lenkwinkel  $\varphi_{Le}$  und der Lenkwinkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{Le}$  ist ein Ausschlag zu erkennen. Der Ausschlag im Lenkwinkel ist mit ca.  $0,1^{\circ}$  aber minimal

durch den Vorfilter bei der Verkopplungsregelung entfernt werden. Dies ist in Bild 5.11 dargestellt. Die sich ergebenden Sinusschwingungen im Lenkwinkel entstehen durch den Fahrer, der durch eine Regelung simuliert wird. Die Schwingung um den benötigten Lenkwinkel ist vernachlässigbar klein. Das Sinken der Amplitude des Gesamtmoments  $M_{el}$  nach Fehlereintritt lässt sich damit begründen, dass beim Betrieb von beiden Aktoren auf Grund des mechanischen Aufbaus eine höhere Reibung im System überwunden werden muss. Wie bereits beim Doppelspurwechsel festgestellt, ist die sprungförmige Änderung des Gesamtmoments  $M_{el}$  nicht in der Fahrzeugbewegung wiederzuerkennen, das Fahrzeug bleibt auf seinem Kreisbogen. Im gemessenen Lenkwinkel  $\varphi_{Le}$  und dessen Lenkwinkelgeschwindigkeit  $\dot{\varphi}_{Le}$  ist der Sprung zwar zu erkennen, die Änderung des Lenkwinkels beträgt aber nur  $0,1^\circ$  und sollte von einem Fahrer nicht wahrnehmbar sein. Der gemessene Lenkwinkel bleibt nach dem Ausfall konstant. Dies ist mit der Position des Lenkwinkelsensors zu erklären, der zur Messung verwendet wird. Der aktive EPS-Aktor befindet sich zwischen Sensor und Lastaktor, wie in Bild 2.1 zu erkennen, so dass die geringen Bewegungen auf Grund von Elastizitäten und eventuell auch Lose am Sensor nicht mehr messbar sind.

## 5.4 Zusammenfassung

Der Duplex-EPS-Prüfstand 2.1 ist mit Hilfe der Fahrdynamik-Simulation ASM von dSPACE in der Lage, Fahrmanöver nachzufahren und dabei die Auswirkungen eines Aktorausfalls zu erproben. Die in Kapitel 4 beschriebene Problematik des Aufschwingens der Aktoren durch die zwischen den Aktoren befindlichen Getrieben ist in den Messungen zu erkennen, weshalb eine serielle Anordnung der Aktoren zu bevorzugen ist, da die Aktoren so starr miteinander verbunden sein können.

Es zeigt sich, dass eine Verkopplungsregelung auf Basis des Differenzwinkels zwischen den beiden Aktoren nicht zielführend ist. Das begründet sich in mehreren Punkten. Die Schwingungen im System lassen sich unter Last nicht vollständig ausregeln. Das lässt sich auf die vorhandenen Nichtlinearitäten im System und den unterlagerten PI-Stromregelungen der beiden Aktoren, die gegeneinander arbeiten, zurückführen. Die Regelung bekämpft somit nur die Auswirkung, aber nicht die Ursache. Die Verkopplungsregelung führt im Fehlerfall zur Destabilisierung des Systems, da die Regelziele der Positionsregelung und der Verkopplungsregelung abhängig von der Bewegungsrichtung und der anliegenden Last im Konflikt zueinander stehen. Eine Rekonfiguration des Systems ist in jedem Fall notwendig und eine passive Fehlertoleranz ist somit nicht erreichbar.

Durch die Rekonfiguration auf Momentenebene ist das System im Fehlerfall weiter betriebsbereit. Die überlagerte Positions- und Drehzahlregelung im Fall des automatisierten Fahrens muss nicht angepasst werden. Der Aktorausfall ist bei einer Dauer von 25 ms bis zur Rekonfiguration in der Fahrzeugbewegung nicht bemerkbar. Das bedeutet für die Fehlerdiagnose, dass diese einen Aktorfehler in weniger als 25 ms erkennen muss.

In Bezug auf den spürbaren Ruck am Lenkrad zeigen die Messungen, dass dieser in der Bewegung (Doppelspurwechsel) deutlicher bemerkbar ist als bei einer konstant gehaltenen Kraft (stationäre Kreisfahrt). Die Ursache für den Ruck ist die Momentenlücke zwischen Fehlereintritt und Rekonfiguration. Daher lässt sich dieser durch eine schnellere Rekonfiguration minimieren, was von der Dauer der Fehlerdiagnose abhängt. Weiter kann versucht werden, durch eine entsprechende Umschaltstrategie sprungförmige Änderungen im Sollmoment zu vermeiden. Die beste Möglichkeit einen Ruck zu vermeiden, ist eine passive Fehlertoleranz, bei der das fehlende Moment automatisch vom fehlerfreien Motor übernommen wird.

---

## 6 Fehlererkennung und -diagnose

---

Die Fehlererkennung und -diagnose ist das Herzstück des Fehlermanagementsystems. Bevor eine Systemrekonfiguration stattfinden kann, muss ein Fehler erkannt und anschließend diagnostiziert werden. Das bedeutet, je schneller und genauer die Online-Diagnose durchgeführt wird, desto schneller und minimalinvasiv kann die darauf folgende Rekonfiguration und eventuelle Degradation des Systems ablaufen. Grundlegend für die hier verwendete modellbasierte Fehlerdiagnose sind Parameterschätzverfahren und Paritätsgleichungen, um die Rechenintensivität minimal zu halten. Die angenommenen sowie die ausgeschlossenen Fehler werden hier zunächst erläutert, bevor deren Detektion und Diagnose im Detail beschrieben wird. Je nach Fehlertyp wird zwischen schnell zu erkennenden Fehlern und früh zu erkennenden Fehlern unterschieden. Die Diagnose wird dabei nur soweit ausgeführt, dass sich ein Informationsgewinn für eine anschließende Rekonfiguration ergibt.

---

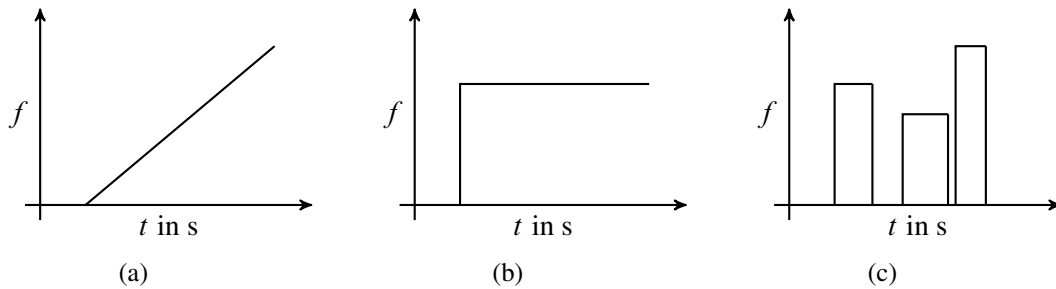
### 6.1 Grundlagen

Grundlegend lässt sich eine Unterscheidung in Fehlererkennung und Fehlerdiagnose vornehmen. Die Fehlererkennung erzeugt aus gemessenen Signalverläufen *Merkmale*, welche mit einem Nominalzustand verglichen werden. Der Vergleich geschieht über Fehlerschwellen, die im fehlerfreien Zustand gewählt werden müssen. Die sich hieraus ergebenden Abweichungen im Fehlerfall werden *Symptome* genannt. Darauf aufbauend ist die Fehlerdiagnose. Diese führt mit Hilfe von Inferenz- oder Klassifikationsmethoden je nach Diagnosetiefe eine Bestimmung von Fehlertyp, -ort, -größe und -ursache durch [40]. Die Diagnosetiefe ist in der Regel bei Onlinemethoden niedriger, um Rechenzeit zu sparen. Neben der begrenzten Rechenzeit ergeben sich folgende Herausforderungen für die Fehlererkennung und -diagnose. Die Fehler müssen frühzeitig erkannt werden, das heißt schon bei geringen Fehlergrößen muss ein Fehler erkannt werden. Dafür werden sehr genaue Messungen und Modelle benötigt. Weiter muss die Fehlererkennung auch im dynamischen Zustand sowie im geschlossenen Regelkreis funktionieren. Diese Anforderungen werden dadurch erschwert, dass in der Regel die Erkennung und Diagnose mit einer minimalen Sensorik auskommen muss [99].

#### 6.1.1 Fehlerarten

Es lässt sich zwischen zwei Kategorien von Fehlerarten unterscheiden, *additive* und *multiplikative* Fehler. Während additive Fehler einen Offset in den Systemgleichungen darstellen, lassen sich mit den multiplikativen Fehlern Modelländerungen im System darstellen, wie z.B. Parameteränderungen [44]. Ebenfalls ist eine fehlerbedingte Modelländerung möglich, wie es der Fall

ist, wenn eine Phase des Motors ausfällt [24]. Der Signalverlauf eines Fehlers kann driffförmiges, sprunghörmiges oder intermittierendes Verhalten aufweisen, wie in Bild 6.1 dargestellt.



**Bild 6.1:** Mögliche Fehlerverläufe [40]: a) Driffförmig b) Sprunghörmig c) Intermittierend

### 6.1.2 Merkmalgenerierung

Merkmale für die Fehlererkennung können auf verschiedenen Wegen erzeugt werden. In dieser Arbeit werden Paritätsgleichungen und Parameterschätzverfahren, welche zu den Prozessmodellmethoden gehören, verwendet. Ebenfalls gehören Zustandsbeobachter/-schätzer und neuronale Netze zu den Verfahren, die auf einem Prozessmodell beruhen. Weitere Verfahren sind einfache Grenz- und Trendwertüberwachungen sowie signalmodellbasierte Verfahren wie die Korrelationsanalyse. Eine detaillierte Darstellung aller Verfahren ist in [40] zu finden. Die hier ausgewählten Verfahren sind in der Regel nicht so rechenintensiv wie die restlichen Prozessmodellverfahren und sind außerdem leichter auszulegen als Beobachter- oder Schätzstrukturen. Auf Grund des hinterlegten Prozessmodells bieten Prozessmodellbasierte Verfahren eine höhere Diagnosediefe als Grenz- und Trendwertüberwachungen. Durch das Prozessmodell ist die Diagnose spezifischer als bei den Signalmodellen.

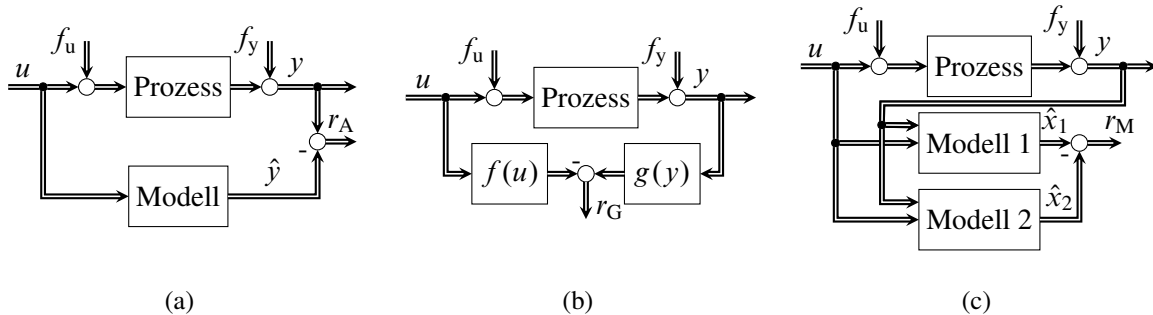
#### Paritätsgleichungen

Mit Hilfe von Modellgleichungen werden Zustandsgrößen berechnet. Diese können anschließend mit gemessenen Werten verglichen werden. Es wird somit eine analytische Redundanz ausgenutzt. Die Paritätsgleichungen spiegeln dabei das fehlerfreie Verhalten des Systems wieder. Über die Differenzenbildung ergibt sich das *Residuum*

$$r = \hat{x} - x_{\text{mess}} \quad (6.1)$$

mit der berechneten und der gemessenen Größe  $\hat{x}$  und  $x_{\text{mess}}$ . Das sich ergebende Residuum kann weiter verarbeitet werden oder direkt als Merkmal genutzt werden. Wird sich zunächst auf lineare SISO-Systeme (Single Input Single Output) beschränkt, ergeben sich drei Möglichkeiten ein Residuum zu bilden. Die Residuen können in Ausgangsfehler- oder in Gleichungsfehlerform gebildet werden oder es werden redundante Modelle verwendet [99, 40], wie in Bild 6.2 dargestellt. Die Ausgangsfehlerform hat gegenüber der Gleichungsfehlerform den Vorteil, dass das entstehende Residuum durch die Tiefpasscharakteristik des Systems gefiltert wird. Dadurch ist diese Form

robuster gegenüber Messrauschen und Störungen am Eingang, aber nicht am Ausgang. Dafür werden Fehler, die nicht am Ausgang des Systems angreifen, ebenfalls gefiltert und zeitverzögert angezeigt. Dies ist bei der Gleichungsfehlerform nicht der Fall [99].



**Bild 6.2:** Residuenbildung [99]: a) Ausgangsfehler b) Gleichungsfehler c) Redundante Modelle

Wird die Klasse der Systeme auf lineare MIMO-Systeme (**M**ulti **I**nput **M**ulti **O**utput) erweitert, besteht die Möglichkeit strukturierte Residuen zu erzeugen. Hier bietet die Darstellung im Zustandsraum zusätzliche Freiheitsgrade, um Residuen von Fehlern zu entkoppeln. Dies erhöht die Isolierbarkeit der Fehler [34].

Wird die Klasse der Systeme auf nichtlineare MIMO-Systeme erweitert, ist ebenfalls eine Entkopplung der Fehler durch geschicktes Eliminieren von Variablen in den Modellgleichungen möglich. Um die richtige Wahl von Gleichungskombinationen für die Residuengenerierung zu erhalten, bietet sich eine strukturelle Untersuchung des Systems mittels bipartiten Graphen an. Neben der Bestimmung der strukturellen Detektierbarkeit und Isolierbarkeit lässt sich so eine minimale Anzahl an Gleichungen bestimmen, die zu einem Residuum führt. Die so entstehenden Residuen ähneln der Gleichungsfehlerform bei den SISO-Systemen. Für eine nähere Erläuterung des Vorgehens wird auf [55] verwiesen. Die in dieser Arbeit verwendeten Algorithmen zur Bestimmung dieser Art von Residuen entstammen ebenfalls diesen Quellen. Die entstandenen Residuen können differentielle Größen enthalten. Zur Bestimmung dieser Größen bietet sich ein ZVF (**Z**ustandsvariablenfilter) an, siehe z.B. [42], da dieser ein rauschärmeres Ausgangssignal liefert als eine einfache Differenziation bei einer geringen Phasenverschiebung.

## Parameterschätzung

Da die Parameterschätzung zur online Diagnose genutzt werden soll, kommen nur rekursive Verfahren in Frage. Das simpelste Verfahren ist die Recursive Least-Squares Methode (RLS). Diese basiert auf der nicht-rekursiven Methode der kleinsten Quadrate [68], bei der der quadratische Fehler  $e^2 = (y - \hat{y})^2$  minimiert wird. Im weiteren Verlauf dieser Arbeit wird der RLS mit einem Vergessenheitsfaktor  $\lambda$  verwendet und soll daher im Folgenden genauer erläutert werden. Es

ergeben sich die Gleichungen

$$\hat{\Theta}(k+1) = \hat{\Theta}(k) + \gamma(k) \underbrace{\left( y(k+1) - \psi^T(k+1)\hat{\Theta}(k) \right)}_{e(k+1)} \quad (6.2)$$

$$\gamma(k) = \frac{\mathbf{P}(k)\psi(k+1)}{\lambda + \psi^T(k+1)\mathbf{P}(k)\psi(k+1)} \quad (6.3)$$

$$\mathbf{P}(k+1) = \frac{1}{\lambda} \left( \mathbf{I} - \gamma(k)\psi^T(k+1) \right) \mathbf{P}(k). \quad (6.4)$$

Die neue Schätzung der Parameter im Parametervektor  $\Theta(k+1)$  ergibt sich aus der alten Schätzung der Parameter  $\Theta(k)$  und dem mit dem Gewichtungsfaktor  $\gamma(k)$  gewichteten Fehler  $e(k+1)$ . Dieser ergibt sich aus der aktuellen Messung des Ausgangs  $y(k)$  und der Einschnitt-Prädiktion auf Basis der gemessenen Zustände  $\psi^T(k+1)$  und dem alten Parametervektor. Der Gewichtungsfaktor  $\gamma(k+1)$  berechnet sich auf Grund der quadratischen Fehlerminimierung aus den aktuellen Zuständen  $\psi^T(k+1)$ , der alten Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}(k)$  und dem Vergessenheitsfaktor  $\lambda$ . Die Kovarianzmatrix spiegelt dabei wieder, wie sicher sich der RLS mit der Schätzung ist. Dabei wird die Varianz, die sich über (6.4) bestimmt, mit zunehmender Anzahl an Messungen immer kleiner. Je kleiner die Varianz wird, desto langsamer wird sich eine fehlerbedingte Parameteränderung bemerkbar machen. Um dem entgegenzuwirken, wird der Vergessenheitsfaktor  $\lambda$  verwendet, der  $\lambda \leq 1$  gewählt wird. Dadurch wird die Varianz künstlich groß gehalten, indem ältere Messwerte exponentiell weniger stark gewichtet werden. Durch diese Maßnahme lassen sich Parameteränderungen schneller erkennen. Dies wird durch stärker fluktuierende Parameterschätzungen erkauft. Eine genauere Herleitung der Methode und alternative Verfahren, wie z.B. das numerisch stabilere aber rechenintensivere DSFI Verfahren (**D**iscrete **S**quare root **F**iltering in **I**nformation form), sind in [68] zu finden. In [96] wird gezeigt, wie sich der RLS auf mehrere Schätzgleichungen erweitern lässt. Damit wird in den Gleichungen (6.2)-(6.4) aus dem skalaren Ausgang  $y$  der stehende Vektor  $\mathbf{y}$ , der Zustandsgrößenvektor  $\psi^T$  wird zur Matrix  $\Psi$  und in Gleichung (6.3) muss  $\lambda$  mit der Einheitsmatrix  $\mathbf{I}$  multipliziert werden.

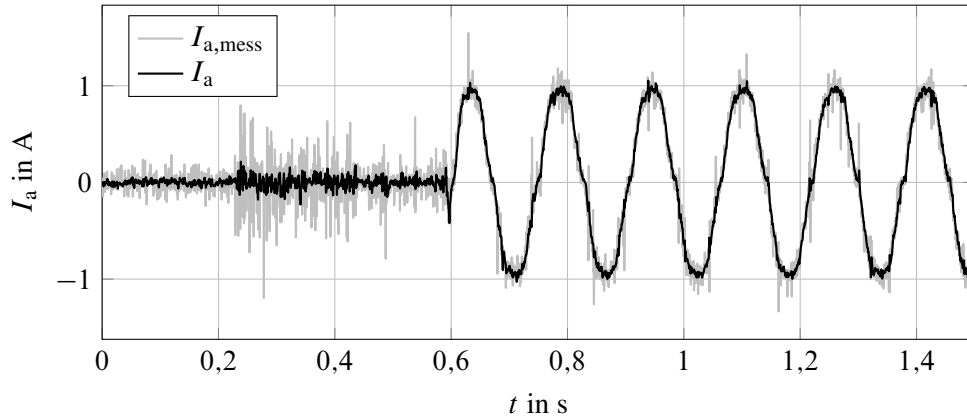
Der RLS besitzt einen höheren Rechenaufwand als die Paritätsgleichungen, dafür lassen sich Verstärkungsfehler einfacher erkennen und direkt in ihrer Größe bestimmen. Offsetfehler sind hingegen schlechter zu erkennen. Auf Grund seiner Filtereigenschaft ist er robuster gegenüber Messrauschen und somit können kleinere Fehler erkannt werden. Dafür bedarf es einer kontinuierlichen Anregung und eine genaue Modellstruktur, damit die Parameterschätzung zuverlässig funktioniert.

## Signalverarbeitung

Um etwaige Rauscheffekte in den Messsignalen und in den Residuen klein zu halten, kommt eine einfache  $PT_1$ -Filterung

$$y_{\text{filt}}(s) = G_{\text{filt}}(s)y(s) = \frac{1}{1 + T_{\text{filt}}s}y(s) \quad (6.5)$$

zum Einsatz. Bei der Filterung ist zu beachten, dass mit steigender Filterzeitkonstante  $T_{\text{filt}}$  die Rauscheffekte kleiner werden, dafür die Dauer bis zur Fehlererkennung erhöht wird. Die gemessenen Ströme werden im Folgenden generell mit einer Zeitkonstanten  $T_{\text{filt,I}} = \frac{1}{1111}$  s gefiltert. Der Filtereffekt ist in Bild 6.3 zu sehen.



**Bild 6.3:** Rauschreduktion mittels  $PT_1$ -Filterung mit dem gemessenen Werten  $I_{a,\text{mess}}$  und den gefilterten  $I_a$

Neben der einfachen Filterung zur Rauschminimierung wird eine Flankenfilterung der Residuen verwendet. Es werden fallende Flanken mit einem diskreten  $PT_1$ -Filter

$$y_{\text{flank}}(k+1) = \begin{cases} y(k) & y(k) \geq y(k-1) \cap y(k) \geq y_{\text{flank}}(k) \\ y_{\text{flank}}(k) \left(1 - \frac{T_s}{T_{\text{flank}}}\right) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.6)$$

gefiltert, wie in Bild 6.4 dargestellt. Ist  $y(k)$  größer als im Abtastschritt vorher und gleichzeitig größer als das aktuelle  $y_{\text{flank}}(k)$ , wird  $y(k)$  für  $y_{\text{flank}}(k+1)$  übernommen. Anderenfalls wird  $y_{\text{flank}}(k)$  als Anfangsauslenkung verwendet, wodurch  $y_{\text{flank}}(k+1)$  von dieser Auslenkung asymptotisch gegen Null läuft in Abhängigkeit von der Filterzeitkonstanten  $T_{\text{flank}}$  und der Abtastzeit  $T_s$ . Dies hat zur Folge, dass die gefilterten Merkmale nicht mehr negativ werden können. Weiter können aus dem gefilterten Signal die gleichen Informationen gewonnen werden wie bei einer Mittelwert- und Varianzbildung mit dem Vorteil, dass eine Fehlererkennung schneller möglich ist, da nur fallende Flanken gefiltert werden. Sollen steigende Flanken gefiltert werden, muss das zu filternde Signal invertiert werden. Der Effekt ist in Bild 6.12 zu sehen. Hier werden einmal die steigenden und einmal die fallenden Flanken gefiltert.

### 6.1.3 Symptomgenerierung

Zur Symptomgenerierung müssen die Merkmale mit einer Fehlerschwelle verglichen werden, um den Fehlerfall vom fehlerfreien zu unterscheiden. Die einfachste Art und Weise dies zu tun, ist eine konstante Fehlerschwelle im fehlerfreien Zustand festzulegen, die vom untersuchten Merkmal nicht überschritten wird. Variiert die Modellgüte arbeitspunktabhängig oder sinkt in dynamischen Zuständen, ist eine adaptive Fehlerschwelle sinnvoll. So werden die Fehlerschwellen, z.B. abhängig von der Stellgröße, aufgeweitet. Ist ein Fehler erkannt, kann die Fehlerschwelle abgesenkt

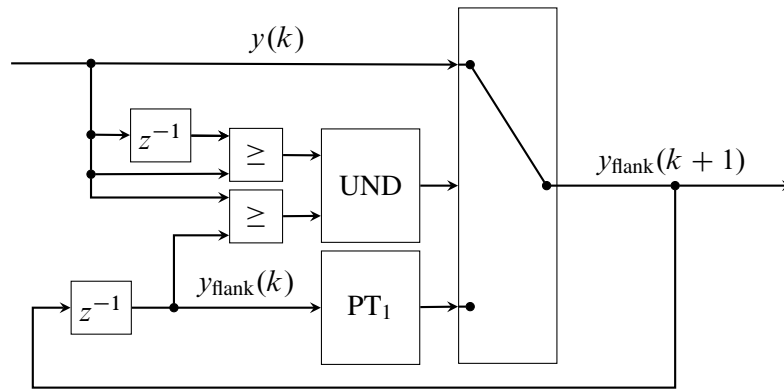


Bild 6.4: Signalflussbild der Flankenfilterung

werden, um eine bessere Fehlerisolierbarkeit zu ermöglichen. Grundlegend wird in dieser Arbeit immer eine konstante Fehlerschwelle festgelegt, welche als Grundschwelle dient, zu dieser wird entweder ein adaptiver Wert hinzu addiert oder ein Unterschreiten der Grundschwelle durch die adaptive Schwelle wird nicht gestattet, wie in Bild 6.5 zu sehen. Die adaptiven Schwellen können mit den gleichen Filtern wie die Merkmale gefiltert werden, wie z.B. mit dem im vorigen Abschnitt 6.1.2 beschriebenen Flankenfilter. Dadurch kann vermieden werden, dass die Fehlerschwelle schneller abfällt als das Merkmal.

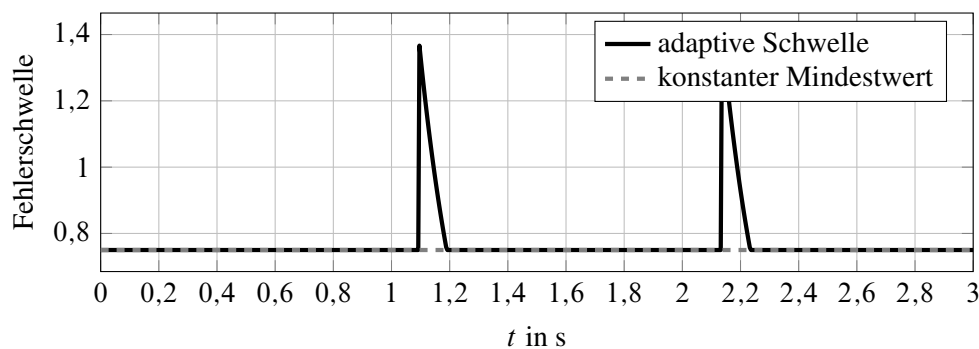


Bild 6.5: Darstellung einer adaptiven Fehlerschwelle mit unterer Grenze

#### 6.1.4 Fehlerisolation

Mit geeigneten Symptomen ist es möglich eine Fehlerdetektion durchzuführen. Die abschließende Aufgabe der Fehlerdiagnose ist es, die angenommenen Fehler voneinander zu isolieren, um so auf Fehlertyp, -ort, -größe und -ursache schließen zu können. Klassischerweise werden hier Klassifikations- oder Inferenzmethoden verwendet, die detailliert in [40] beschrieben werden. Da die zur Verfügung stehenden Merkmale eine einfache Isolierbarkeit der Fehler auf Basis von physikalischen und heuristischen Zusammenhängen ermöglichen, wird in dieser Arbeit auf aufwendige Klassifikationsverfahren verzichtet. Die Inferenzmethoden lassen sich in scharfe und unscharfe Methoden aufteilen. Während bei den scharfen Methoden nur binär zwischen Fehler oder kein Fehler unterschieden werden kann, lassen die unscharfen Methoden, wie z.B. Fuzzy Logic auch Zwischenwerte zu. So kann beispielsweise ein Symptom mit einer gewissen Amplitude so gewertet werden, dass ein Fehler mit 50% Wahrscheinlichkeit eingetreten ist. Diese unscharfen Grenzen

ermöglichen, die Anzahl von Fehlausschlägen des Diagnosesystems zu verkleinern, was die Robustheit der Fehlerdiagnose erhöht. Eine weitere Möglichkeit die Robustheit zu erhöhen ist, die Fehlerschwellen entsprechend hoch zu wählen, wodurch ebenfalls Fehlausschläge vermieden werden. Nachteilig ist hier, dass somit weniger Fehler erkannt werden. Durch die hohe Genauigkeit der in dieser Arbeit vorgestellten Systemmodelle lassen sich sehr kleine Fehler erkennen und die Fehlerschwellen können entsprechend klein gewählt werden bei gleichzeitig einer hohen Robustheit der Diagnose. Daher wird in dieser Arbeit zunächst auf unscharfe Methoden verzichtet, um die Diagnose so einfach wie möglich zu halten.

Der kausale Zusammenhang zwischen den sich ergebenden Symptomen und den geschlussfolgerten Fehlern lässt sich über Regeln in der Form

WENN **⟨ Bedingung ⟩** DANN **⟨ Konklusion ⟩**

darstellen. Die **Bedingung** lässt sich über die Verknüpfung von Symptomen mittels logischen Verknüpfungen wie UND, ODER oder NICHT erzeugen. Die **Konklusion** ist die sich ergebende Schlussfolgerung, die das Vorhandensein eines Events oder eines Fehlers aufzeigt. Ein Event stellt hierbei eine Teilbedingung für einen Fehler dar, so dass das Eintreten mehrerer Events schließlich auf einen Fehler schließen lässt. Die Vorgehensweise lässt sich grafisch sehr gut in Form eines Fehlerbaums darstellen, wie er beispielhaft in Bild 6.6 gezeigt wird.

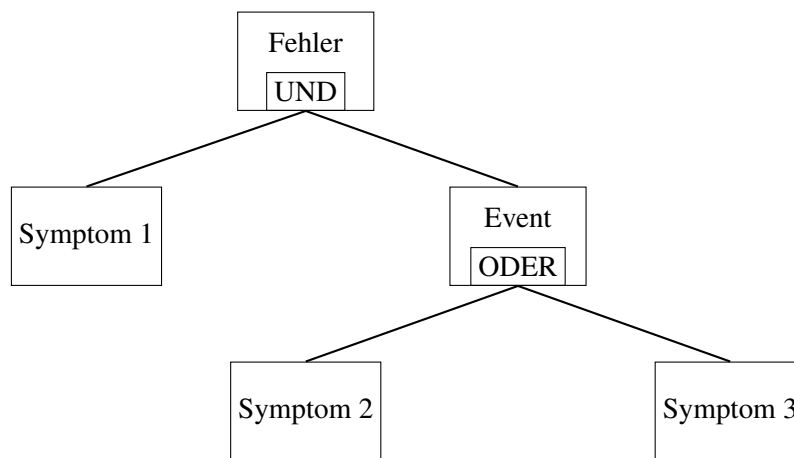


Bild 6.6: Schema eines Fehlerbaums für binäre Symptome [40]

## 6.2 Angenommene Fehler

Zur Erstellung eines Fehlerdiagnosesystems müssen zunächst Informationen über mögliche Fehler und dessen Ursachen sowie Auswirkungen untersucht werden. Mögliche Verfahren hierfür sind die in Kapitel 4 erwähnten Methoden FMEA und Fehlerbaumanalyse. Mögliche Fehlerursachen können in [99] nachgelesen werden. In dieser Arbeit wird vereinfachend die Einfehlerannahme für elektrische Antriebe getroffen, dies bedeutet, dass davon ausgegangen wird, dass immer nur

ein Fehler gleichzeitig auftritt. Die angenommenen Fehler sind in Tabelle 6.1 dargestellt. Zunächst lassen sich diese in elektrische Fehler, sensorische Fehler und mechanische Fehler einteilen. Mechanische Fehler entwickeln sich in der Regel nur langsam und führen eher zu einer Komforteinbuße als zu einer sicherheitskritischen Situation [50]. Außerdem wird die Mechanik in der Automobilindustrie so überdimensioniert, dass ein Ausfall der Mechanik als unwahrscheinlich einzustufen ist [15]. Daher wird in dieser Arbeit nur eine allgemein erhöhte Reibung als möglicher mechanischer Fehler angenommen. Wie in Kapitel 4 erläutert, ist die erhöhte Reibung ohne Hinzunahme weiterer Informationen aus dem Fahrzeug nicht von den anderen Fehlern isolierbar. Elektrische und Sensorfehler sind häufig stochastischer Natur und von daher kritischer als mechanische Fehler, da nicht abgeschätzt werden kann wann sie auftreten. Bei den elektrischen Fehlern werden Kurzschlüsse in der behandelten Fehlerdiagnose vernachlässigt, da diese eine sehr kleine Zeitkonstante besitzen und Folgeschäden verursachen können, so dass sie nach Möglichkeit mit Verfahren, die in Hardware umgesetzt werden, detektiert werden sollten [50]. Beispiele hierfür sind Grenzwert- und Steigungsüberwachung, die Fehler in wenigen  $\mu\text{s}$  detektieren können [87, 16, 51]. Die vom Kurzschluss betroffene Phase sollte durch entsprechenden Schutz abgeschaltet werden, so dass die folgende Fehlerdiagnose und Rekonfiguration den Fehler wie eine offene Phase behandeln kann.

**Tabelle 6.1:** Angenommene Fehler für die elektrische Servolenkung mit  $\iota \in \{a,b,c\}$  und  $p \in \{h,l\}$  ( $p$  gibt an, ob es sich um das obere oder untere Bauteil im Strang handelt, siehe Bild 3.3b)

Modell	Fehler	Mult	Add	Name	Auswirkung
<b>Umrichter</b>	$f_{S_{\iota,p}}$	x		Defekter IGBT	Halb offene Phase
	$f_{D_{\iota,p}}$	x		Defekte Diode	Halb offene Phase
	$f_{O_{\iota}}$	x		Leitungsbruch	Offene Phase
<b>Motor</b>	$f_{W_{\iota}}$	x		Windungsschluss	Änderung des Widerstandes, der Flussverkettung und der Gegeninduktivität sowie die quadratische Änderung der Hauptinduktivität
	$f_{De}$	x		Entmagnetisierung der Magnete	Änderung der Flussverkettung
<b>Sensoren</b>	$f_{y_g}$	x		Verstärkungsfehler	Verstärkung
	$f_{y_o}$		x	Offsetfehler	Offset
<b>Mechanik</b>	$f_F$		x	Reibungsänderung	Zusätzliches Reibmoment

Die Fehler werden nach Möglichkeit physikalisch motiviert so modelliert, dass sie direkt der Fehlfunktion des Systems entsprechen. Dabei wird für die PMSM die Grundgleichung (3.26) verwendet und der Einfluss einzelner Fehler durch vorgesetzte Faktoren  $f_j$  betroffener Gleichungsanteile modelliert.  $f_j \neq 1$  entspricht dann einem Fehlerfall. Dies ist beim Windungsschluss möglich, hier verringert sich die Anzahl der Windungen um den Faktor  $f_{W_{\iota}}$ . Diese gehen nach den Gleichungen (3.22)-(3.25) direkt in die beschriebenen Parameter ein. Dabei geht der Fehler linear in die Flussverkettung  $\check{\Psi}_{PM_{\iota}}$ , in den Widerstand  $R_{\iota}$  sowie in die Gegeninduktivitäten  $L_{\iota v}$  ein und quadratisch in die Induktivität  $L_{\iota}$ . Mit den Vereinfachungen aus (3.34) kann Gleichung (3.26) wie folgt um

die Windungsschlussfehler  $f_{W_i}$  erweitert werden

$$U_{S_i} = f_{W_i}^2 L_i \frac{dI_i}{dt} + f_{W_i} \left( R I_i - \sum_{v \in \{a,b,c\} \cap \bar{i}} \left( \frac{L}{2} \frac{dI_v}{dt} \right) - \omega_{el} \Psi_{PM} \sin \left( \varphi_{el} - \eta \frac{2\pi}{3} \right) \right). \quad (6.7)$$

$f_{W_i}$  ist definiert im Bereich  $0 < f_{W_i} \leq 1$ , wobei ein Wert von 1 den fehlerfreien Zustand beschreibt.

Ebenfalls ist die physikalisch motivierte Modellierung bei der Entmagnetisierung möglich. Es verringert sich die magnetische Flussdichte  $B_{PM}$  in (3.22). Damit ergibt sich aus Gleichung (3.26) mit den Vereinfachungen (3.34) und dem Fehler  $f_{De}$

$$U_{S_i} = L \frac{dI_i}{dt} + R I_i - \sum_{v \in \{a,b,c\} \cap \bar{i}} \left( \frac{L}{2} \frac{dI_v}{dt} \right) - f_{De} \omega_{el} \Psi_{PM} \sin \left( \varphi_{el} - \eta \frac{2\pi}{3} \right). \quad (6.8)$$

$f_{De}$  ist definiert im Bereich  $0 < f_{De} \leq 1$ , wobei ein Wert von 1 den fehlerfreien Zustand beschreibt.

Ein Leitungsbruch führt dazu, dass die betroffene Phase stromlos wird. Somit lässt sich  $f_{O_i}$  wie folgt in die vereinfachte Gleichung (3.26) einfügen

$$U_{S_i} = f_{O_i} \left( L \frac{dI_i}{dt} + R I_i - \sum_{v \in \{a,b,c\} \cap \bar{i}} \left( f_{O_v} \frac{L}{2} \frac{dI_v}{dt} \right) - \omega_{el} \Psi_{PM} \sin \left( \varphi_{el} - \eta \frac{2\pi}{3} \right) \right). \quad (6.9)$$

$f_{O_i}$  ist definiert als 0 oder 1, wobei 1 den fehlerfreien Zustand beschreibt.

Beim Defekt eines IGBT's oder einer Diode, welcher zu einer zustandsabhängigen offenen Phase führt, lässt sich kein konstanter Fehler definieren. Es wird zustandsabhängig zwischen fehlerfreiem und fehlerbehaftetem System gewechselt. Wird  $f_{O_i}$  durch  $f_{S_{i,p}}$  oder  $f_{D_{i,p}}$  ersetzt, kann Gleichung (6.9) ebenfalls für diese Fehler genutzt werden, wobei die Fehler periodisch zwischen 0 und 1 springen.

Bei den Sensoren wird zwischen Offset- und Verstärkungsfehler unterschieden. An einem Stromsensor soll beispielhaft die Fehlerdarstellung gezeigt werden. Für einen Verstärkungsfehler ergibt sich

$$I_{mess} = f_{I_g} I \text{ mit } f_{I_g} \neq 1 \quad (6.10)$$

und für einen Offsetfehler

$$I_{mess} = I + f_{I_o} \text{ mit } f_{I_o} \neq 0. \quad (6.11)$$

## 6.3 Fehlerdetektion

Die in den Grundlagen 6.1 beschriebenen Verfahren werden nun auf das vorhandene System angewandt, um somit Merkmale und anschließend Symptome zu erzeugen, die der Erkennung der in 6.2 beschriebenen Fehler dient. Dabei stehen die Ströme  $I_a$ ,  $I_b$ ,  $I_c$ , der Rotorlagewinkel  $\varphi$ , der

Lenkradwinkel  $\varphi_{Le}$  sowie das Lenkmoment  $M_{SC_1}$  bzw.  $M_{SC_2}$  als Messgröße zur Verfügung und es werden die folgenden zehn Residuen verwendet:

$$r_{\text{sum}} = I_a + I_b + I_c \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.12)$$

$$r_{U_{\iota v}} = \hat{U}_{S_{\iota 0}} - \hat{U}_{S_{v 0}} - \left( \hat{U}_{S_{\iota}} - \hat{U}_{S_{v}} \right) \stackrel{!}{=} 0 \text{ mit } \iota \in \{a, b, c\} \text{ und } v \in \{b, c, a\} \quad (6.13)$$

$$r_{I_l} = I_l - \hat{I}_l \stackrel{!}{=} 0 \text{ mit } l \in \{a, b, c, d, q\} \quad (6.14)$$

$$r_{\varphi_{\eta}} = \varphi_{Le} - \hat{\varphi}_{Le_{\eta}} \stackrel{!}{=} 0 \text{ mit } \eta = \{1, 2\} \quad (6.15)$$

$$r_T = M_{SC_1} - M_{SC_2} \stackrel{!}{=} 0 \quad (6.16)$$

Gleichung (6.12) beschreibt das 1. Kirchhoffsche Gesetz im Sternpunkt der Maschine. Gleichung (6.13) bedient sich des 2. Kirchhoffschen Gesetzes, dass alle Teilspannungen einer Masche Null ergeben müssen. Gleichung (6.14) stellt die Differenz zwischen dem jeweilig gemessenen Strom  $I_l$  und dem berechneten Strom  $\hat{I}_l$  dar. Hierbei beschreibt  $l$  zum einen die physikalisch vorhandenen drei Phasen sowie die ins rotorfeste Koordinatensystem transformierten Größen. In Gleichung (6.15) gibt  $\eta$  an welcher der beiden vorhandenen Momentensensoren für das Lenkmoment verwendet wird für die Berechnung des Lenkradwinkels. Gleichung (6.16) beschreibt den einfachen Vergleich der beiden Momenensensoren des redundant gemessenen Lenkmoments.

### 6.3.1 Merkmale und Symptome aus $r_{\text{sum}}$

Das Residuum  $r_{\text{sum}}$  bietet die Möglichkeit Stromsensorfehler zu detektieren. Ist eines der gemessenen Stromsignale fehlerbehaftet, wird die Summe der Ströme ungleich Null sein. Wird dieses Residuum direkt verwendet, bietet es keine Informationen über die zugehörige Phase und Fehlerart. Zur Unterscheidung zwischen Offset und Verstärkungsfehlern müsste (6.12) zusätzlich abgeleitet werden. Daher wird das Residuum zur Parameterschätzung verwendet. Die zu schätzenden Parameter sind hierbei gemäß (6.10) und (6.11) die Verstärkungsfehler  $f_{I_{\iota, g}}$  und ein Offsetfehler  $f_{I_0}$ . Der Offsetfehler wird nicht phasenindividuell betrachtet, da dieser im Folgenden keinen Einfluss auf die Dynamik der Schätzgleichungen hat und somit der Schätzer den Fehler gleichmäßig auf alle Phasen verteilen würde. Das bedeutet keinen Informationsgewinn. Gleichung (6.12) wird zunächst nach dem jeweiligen Phasenstrom aufgelöst. Es ergeben sich drei Gleichungen, wobei jeweils der freigestellte Phasenstrom  $I_l$  dem  $I_{\text{mess}}$  entspricht in (6.10) und (6.11). Beispielhaft ergibt sich für Phase a aus den Gleichungen (6.10) und (6.11) sowie (6.12)

$$I_a = r_{\text{sum}} - I_b - I_c \quad (6.17)$$

$$= f_{I_{a, g}} (-I_b - I_c) + f_{I_0} \cdot 1. \quad (6.18)$$

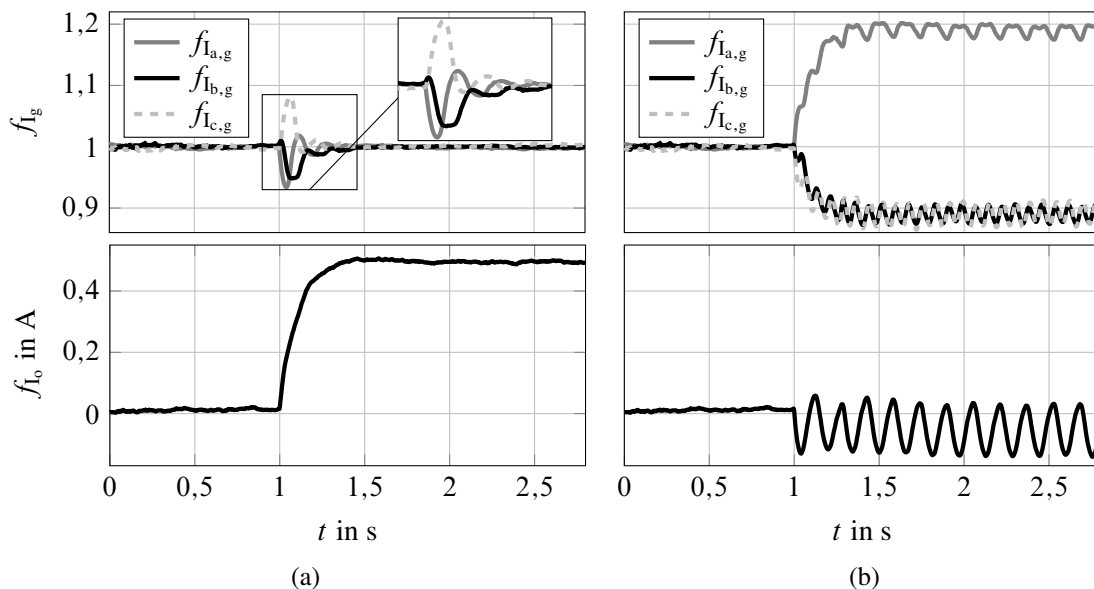
Für den fehlerfreien Fall sind die rechten Seiten von Gleichung (6.17) und (6.18) identisch, da  $r_{\text{sum}} = 0$  ist und  $f_{I_{a, g}} = 1$  sowie  $f_{I_0} = 0$  sind. Im fehlerbehafteten Fall stecken alle Fehlerinformationen in Gleichung (6.17) in  $r_{\text{sum}}$ . In Gleichung (6.18) wird die Information aus  $r_{\text{sum}}$  in den Verstärkungsfaktor  $f_{I_{a, g}}$  und den Offset  $f_{I_0}$  aufgeteilt.

Es ergibt sich ein mehrdimensionales Schätzproblem, wie es in Abschnitt 6.1.2 beschrieben wird und der Ausgangsvektor, die Zustandsmatrix und der Parametervektor ergeben sich zu:

$$\mathbf{y} = \Psi \Theta$$

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}, \quad \Psi = \begin{bmatrix} -I_b - I_c & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -I_a - I_c & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -I_a - I_b & 1 \end{bmatrix}, \quad \Theta = \begin{bmatrix} f_{I_{a,g}} \\ f_{I_{b,g}} \\ f_{I_{c,g}} \\ f_{I_o} \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

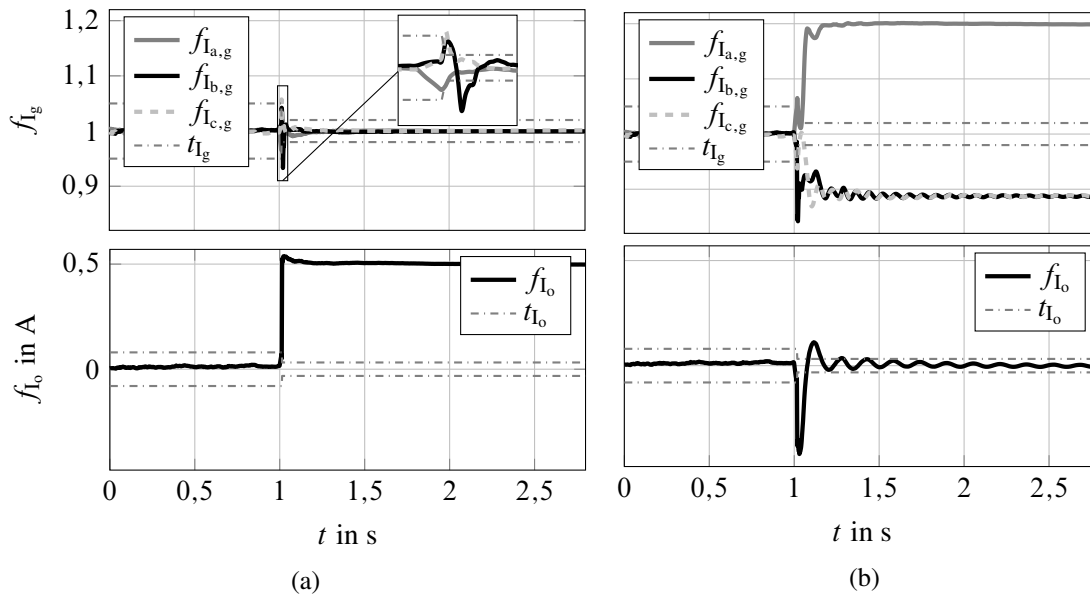
Mittels des RLS-Algorithmus können die Fehler als Parameter geschätzt und als Merkmale verwendet werden. Hierzu wird die Samplezeit  $T_{\text{RLS}} = 1\text{ms}$  gewählt, damit auch bei kleinen Motordrehzahlen genügend Variation in den Signalen ist, um den Schätzer stabil zu halten. Um eine möglichst schnelle Fehlererkennung zu erreichen, wird zunächst ein Vergessenheitsfaktor von  $\lambda_0 = 0,99$  gewählt. Bild 6.7a zeigt das entstehende Verhalten der Merkmale bei einem vorhandenen Offset- und Bild 6.7b bei einem Verstärkungsfehler in Phase a. Es zeigt sich, dass bei einem Offsetfehler ebenfalls die Merkmale der Verstärkungsfehler kurz ausschlagen, dies ist auf die sprungförmige Änderung des Offsetfehlers zurückzuführen. Tritt ein Verstärkungsfehler auf, schlägt das Merkmal der betroffenen Phase entsprechend der Fehlerstärke aus, die Merkmale der anderen beiden Phasen schlagen in die entgegengesetzte Richtung mit halber Amplitude aus und das Offset-Merkmal beginnt zu schwingen. Die nicht abklingende Schwingung von  $f_{I_o}$  in Bild 6.7b ist dem Vergessenheitsfaktor geschuldet, der den geschätzten Parametern eine stärkere Variation ermöglicht, um Fehler schneller erkennen zu können aber die Varianz von  $f_{I_o}$  so groß hält, dass dieses nicht zu Null konvergieren kann.



**Bild 6.7:** Merkmale für Stromsensorfehler in Phase a: a) Offsetfehler b) Verstärkungsfehler

Sollen die beschriebenen Merkmale zur Symptomerzeugung genutzt werden, müssen sie mit einer Fehlerschwelle verglichen werden. Um eine schnellere Isolierbarkeit und eine genauere Schätzung der Fehlerstärke zu erhalten, wird beim Überschreiten einer der Fehlerschwellen der

Schätzalgorithmus adaptiert. Zum Zeitpunkt des Überschreitens der Fehlerschwelle wird die Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}(k + 1)$  künstlich um den Faktor 1000 erhöht. Hierdurch steigt das Merkmal des entsprechenden Fehlers schneller auf seinen Endwert. Die Amplituden der Merkmale der anderen Fehler können wesentlich größer werden. Deren Ausschläge sinken aber schneller wieder unter die Fehlerschwelle. Nachdem alle Merkmale ihren ersten Scheitelpunkt überwunden haben, wird der Vergessenheitsfaktor auf  $\lambda_t = 1$  gesetzt, hierdurch nehmen die Schwingungen der Merkmale ab. Die Fehlerstärke lässt sich somit besser bestimmen und das verminderte Schwingen erhöht die Isolierbarkeit. Der Effekt der Maßnahmen ist in den Bildern 6.8a und 6.8b zu erkennen.



**Bild 6.8:** Merkmale für Stromsensorfehler in Phase a mit adaptiertem Schätzalgorithmus nach überschreiten einer Fehlerschwelle: a) Offsetfehler b) Verstärkungsfehler

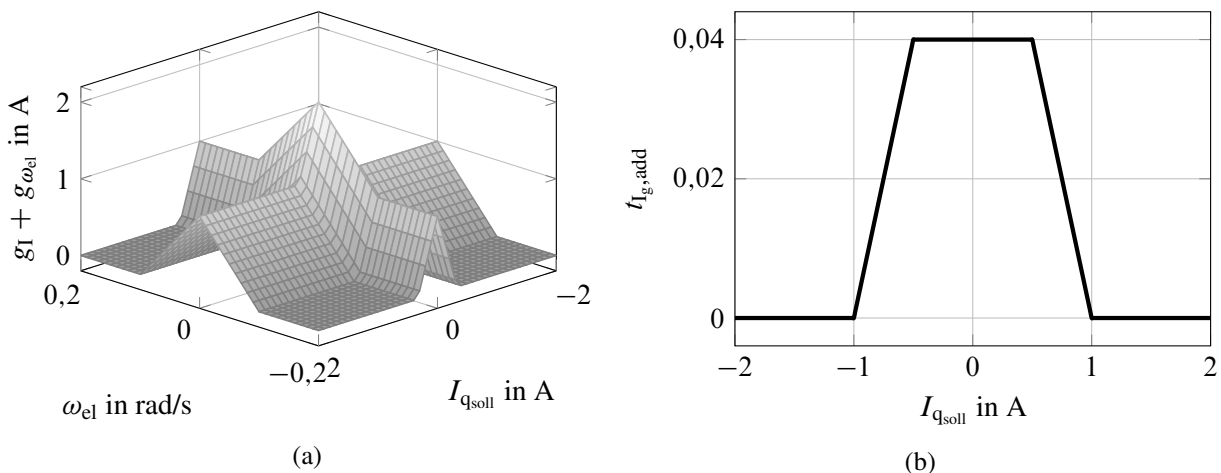
Durch Verkleinerung der Fehlerschwellen nach dem Eintreten eines Fehlers kann die Isolierbarkeit besonders von kleinen Fehlerstärken erhöht werden. Weiter können dadurch Fehler erkannt werden, die eigentlich unterhalb der Fehlerschwelle liegen und nur durch das Überschwingen der Merkmale detektierbar sind. Werden die Bilder 6.7a und 6.8a sowie 6.7b und 6.8b verglichen, fällt zunächst auf, dass die Merkmale durch die Adaption schneller einschwingen und ihren Endwert erreichen. Weiter werden durch die Adaption die Schwingungen der Merkmale gedämpft. Das verstärkte Überschwingen von  $f_{I_o}$  ist unproblematisch, wichtig ist, dass es schnell wieder unterhalb der Fehlerschwelle fällt.

Wie in Abschnitt 6.1.2 bereits erwähnt, benötigt der RLS-Algorithmus eine kontinuierliche Anregung mit ausreichendem Signal-zu-Rausch-Verhältnis, um adäquate Ergebnisse zu liefern. Wird der Strom oder die Drehzahl zu klein, kann dies den Schätzer destabilisieren und zum Ausschlag eines Symptoms führen. Ebenfalls eine offene Phase kann die Schätzung destabilisieren, da der gemessene Strom in einer Phase dann zu Null wird. Um dies zu vermeiden, werden den gemessenen Strömen jeweils ein  $120^\circ$  verschobenes Sinus-Signal aufgeschaltet sowie ein Offset. Für die

Ströme in (6.19) ergibt sich

$$I_l = \begin{cases} I_{l,\text{mess}} + (g_l + g_{\omega_{\text{el}}}) \sin(\omega t - \eta \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \cos(\eta \frac{2\pi}{3}) & f_{l,g}(k) < t_{l,g}(k) \cap f_{l,o}(k) < t_{l,o}(k) \\ I_{l,\text{mess}} + (g_l + g_{\omega_{\text{el}}}) \sin(\omega t - \eta \frac{2\pi}{3}) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.20)$$

Die Amplitude des aufgeschalteten Sinus ergibt sich aus der Summe der Faktoren  $g_l$  und  $g_{\omega_{\text{el}}}$ , welche von dem Sollstrom  $I_{q,\text{soll}}$  und der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{el}}$  abhängen, wie in Bild 6.9a zusehen. Die Winkelfrequenz wird möglichst hoch im Bereich von  $\omega = 1000 - 10000$  rad/s gewählt, um einen starken stabilisierenden Effekt zu erhalten. Die Offsets, welche in Summe Null ergeben, dienen der Stabilisierung im Fall einer offenen Phase, um so eine Isolation der beiden Fehlertypen zu ermöglichen. Wird ein Stromsensorfehler erkannt, muss der Offset abgeschaltet werden, um eine Unterscheidung zwischen Offset- und Verstärkungsfehler machen zu können. Neben der Anpassung der Eingangssignale wird für kleine Sollströme auch die Fehlerschwelle der Verstärkungsfehlermerkmale  $t_{l,g}$  um  $t_{l,g,\text{add}}$ , dargestellt in Bild 6.9b, vergrößert. Außerdem wird für kleine Drehzahlen der Vergessenheitsfaktor auf  $\lambda_{\omega_{\text{el}}} = 0,995$  erhöht.



**Bild 6.9:** Adaption des RLS zur Stromsensorfehlererkennung: a) Amplitude der aufaddierten Sinussignale auf den gemessenen Strom in Abhängigkeit von Sollstrom und Rotorgegeschwindigkeit b) Erhöhung der Fehlerschwelle für Verstärkungsfehler in Abhängigkeit des Sollstroms

Neben der Anpassung der Eingangssignale in (6.20) ergeben sich zusammenfassend folgende Anpassungen des RLS-Algorithmus. Gleichung (6.4) wird zu

$$\mathbf{P}(k+1) = \begin{cases} \frac{1000}{\lambda} \left( \mathbf{I} - \boldsymbol{\gamma}(k) \boldsymbol{\psi}^T(k+1) \right) \mathbf{P}(k) & (f_{l,g}(k) \geq t_{l,g}(k) \cap f_{l,g}(k-1) < t_{l,g}(k-1)) \cup \\ & (f_{l,o}(k) \geq t_{l,o}(k) \cap f_{l,o}(k) < t_{l,o}(k)) \\ \frac{1}{\lambda} \left( \mathbf{I} - \boldsymbol{\gamma}(k) \boldsymbol{\psi}^T(k+1) \right) \mathbf{P}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.21)$$

$\lambda$  wird nicht konstant gewählt sondern zu

$$\lambda = \begin{cases} \lambda_{\omega_{el}} & f_{I_{l,g}}(k) < t_{I_g}(k) \cap f_{I_o}(k) < t_{I_o}(k) \cap \omega_{el}(k) < 2\text{rad/s} \\ \lambda_t & (f_{I_{l,g}}(k) \geq t_{I_g}(k) \cup f_{I_o}(k) \geq t_{I_o}(k)) \cap b_s \\ \lambda_0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.22)$$

Hierbei ist  $b_s = 1$ , wenn alle vier Merkmale ihr erstes lokales Maximum oder Minimum nach dem Fehlereintritt erreicht haben. Die Überprüfung hierzu lautet wie folgt

$$\begin{aligned} b_{s_{l,g}} &= (f_{I_{l,g}}(k) \geq f_{I_{l,g}}(k-1) \cap f_{I_{l,g}}(k) > f_{I_{l,g}}(k+1)) \\ &\cup (f_{I_{l,g}}(k) \leq f_{I_{l,g}}(k-1) \cap f_{I_{l,g}}(k) < f_{I_{l,g}}(k+1)) \\ b_{s_o} &= (f_{I_o}(k) \geq f_{I_o}(k-1) \cap f_{I_o}(k) > f_{I_o}(k+1)) \\ &\cup (f_{I_o}(k) \leq f_{I_o}(k-1) \cap f_{I_o}(k) < f_{I_o}(k+1)) \\ b_s &= b_{s_{l,g}} \cap b_{s_o}. \end{aligned} \quad (6.23)$$

Die Fehlerschwellen, die letztendlich zur Symptombildung genutzt werden,  $t_{I_g}$  und  $t_{I_o}$  ergeben sich zu

$$t_{I_g} = \begin{cases} t_{I_g,0} & f_{I_{l,g}}(k) < t_{I_g}(k) \cap f_{I_o}(k) < t_{I_o}(k) \cap I_{q_{soll}} > 1\text{A} \\ t_{I_g,0} + t_{I_g,\text{add}} & f_{I_{l,g}}(k) < t_{I_g}(k) \cap f_{I_o}(k) < t_{I_o}(k) \cap I_{q_{soll}} \leq 1\text{A} \\ \frac{1}{4}t_{I_g,0} & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.24)$$

$$t_{I_o} = \begin{cases} t_{I_o,0} & f_{I_{l,g}}(k) < t_{I_g}(k) \cap f_{I_o}(k) < t_{I_o}(k) \\ \frac{2}{5}t_{I_o,0} & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.25)$$

Damit können vier Symptome gebildet werden, die ausschließlich bei Stromsensorfehlern ausfallen.

$$s_{I_{l,g}}(k) = \begin{cases} 0 & f_{I_{l,g}}(k) < t_{I_g}(k) \\ f_{I_{l,g}}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.26)$$

$$s_{I_o}(k) = \begin{cases} 0 & f_{I_o}(k) < t_{I_o}(k) \\ f_{I_o}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.27)$$

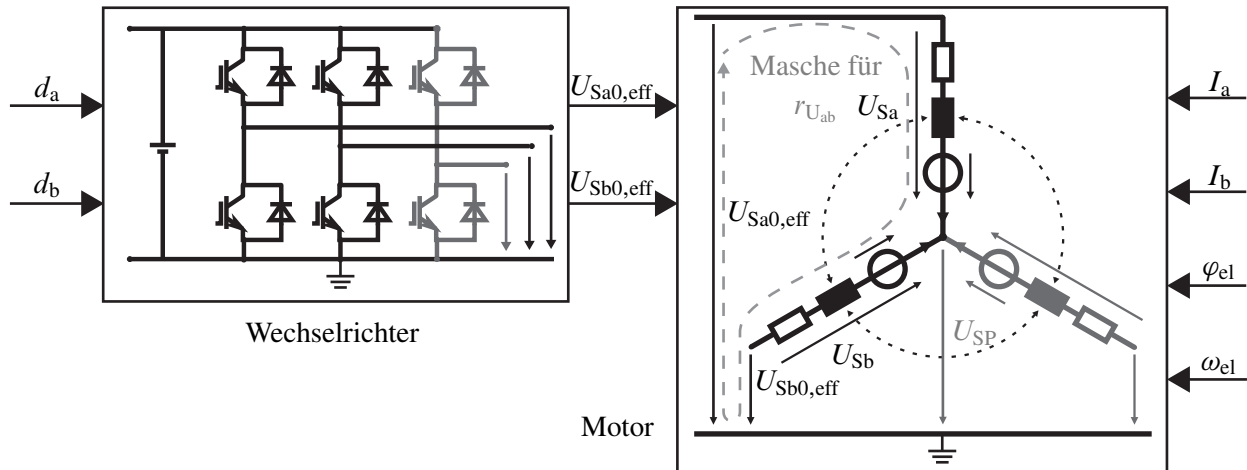
### 6.3.2 Merkmale und Symptome aus $r_{U_{lv}}$

Die Residuen  $r_{U_{lv}}$  aus Gleichung 6.13 werden aus den berechneten Phasen- und Leiter-Erde-Spannungen bestimmt und ergeben sich mit Gleichung (3.26) und (3.17) zu

$$\begin{aligned} r_{U_{lv}} &= U_{DC}(d_l - d_v) - U_{TG_l}(I_l) - U_{VL_l}(I_l) + U_{TG_v}(I_v) + U_{VL_v}(I_v) \\ &- \left( R(I_l - I_v) + \frac{L}{2} \left( \frac{dI_l}{dt} - \frac{dI_v}{dt} \right) - \sqrt{3}\Psi_{PM}\omega_{el} \sin \left( \varphi_{el} + \frac{\pi}{6} - \eta \frac{2\pi}{3} \right) \right) \stackrel{!}{=} 0. \end{aligned} \quad (6.28)$$

Hierfür werden die Modellgleichungen aus Kapitel 3 verwendet. Für die Leiter-Erde-Spannungen werden die Gleichungen (3.3) des Wechselrichters verwendet. Die Phasenspannungen ergeben sich aus den Gleichungen (3.26). Der Zusammenhang zwischen den Leiter-Erde-Spannungen und den Phasenspannungen ergibt sich über (3.17). Diesem Zusammenhang verdanken die Residuen

ihre Struktur. Da die Sternspannung  $U_{SP}$  unbekannt ist, wird die Differenz zwischen zwei Leiter-Erde-Spannungen betrachtet, um so die Sternspannung zu eliminieren. Durch die Zwangsbedingungen (3.28) und (3.29) im Sternpunkt lässt sich die Abhängigkeit des jeweiligen Residuums von einem Phasenstrom eliminieren. Wird hier der Phasenstrom  $I_{m \neq \{u,v\}}$  eliminiert, sind die jeweiligen Residuen immer von einer Phase unabhängig. Die so bestimmten Residuen haben sich aus der Strukturanalyse nach [55] ergeben. In Bild 6.10 wird der Aufbau der Residuen am Beispiel von  $r_{U_{ab}}$  verdeutlicht. Als Eingang der Residuen dienen die gemessenen Ströme sowie deren Ableitun-



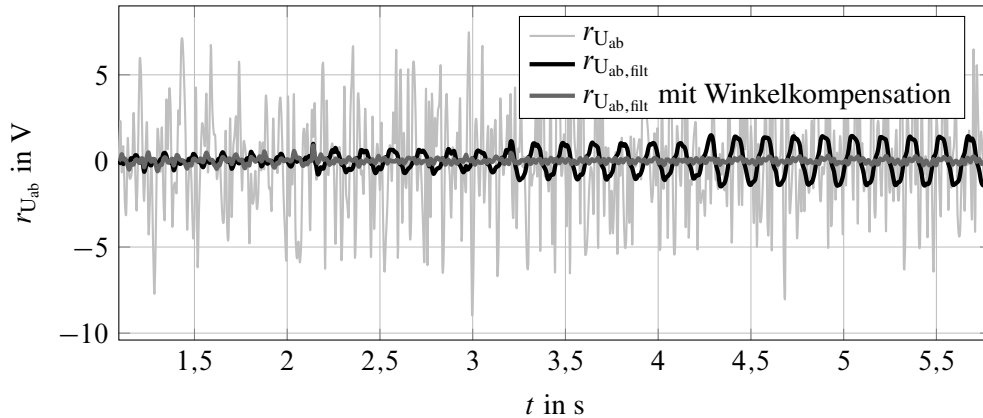
**Bild 6.10:** Grafische Darstellung von  $r_{U_{ab}}$ , in der die verwendete Masche gezeigt wird. Der nicht benötigte Strang wurde ausgegraut

gen, der elektrische Rotorlagewinkel und die elektrische Winkelgeschwindigkeit. Die differentiellen Größen werden hierbei mit Zustandsvariablenfiltern erzeugt. Um den Einfluss der Phasenverschiebung, die durch die ZVF-Filterung entsteht, zu minimieren, werden alle Eingangsgrößen der Residuen bis auf die Schaltverhältnisse  $d_i$  mit der gleichen Grenzfrequenz  $f_G = 1200$  Hz und Ordnung  $n = 3$  ZVF-gefiltert. Die Schaltverhältnisse würden durch eine Filterung so stark verschliffen werden, dass der daraus entstehende Fehler dem positiven Effekt der Kompensation der Phasenverschiebung überwiegen würde. Die Qualität der Residuen nimmt mit steigenden Strömen leicht ab, dies ist auf den unterschiedlichen Einfluss der Filterungen auf Ströme und Rotorlagewinkel zurückzuführen. Der Effekt äußert sich in einer relativen Phasenverschiebung der induzierten Spannung. Die lässt sich approximativ über den Zusammenhang

$$\varphi_{el} = \varphi_{el,real} + \frac{3}{800} I_{q_{soll}} \quad (6.29)$$

kompensieren. Der sich ergebende positive Effekt dieser Maßnahme im fehlerfreien Fall ist in Bild 6.11 dargestellt. Da die Residuen nicht in Ausgangsfehlerform vorliegen und differenzierte Größen als Eingang besitzen, sind sie zum einen verrauscht und zum anderen sensibel gegenüber Sollgrößensprünge von  $I_{q_{soll}}$ . Um diese Effekte zu dämpfen, werden die Residuen mit einem  $PT_1$ -Filter gefiltert mit einer Zeitkonstanten von  $T_{rv} = 0,01$ . Der sich ergebende Unterschied ist ebenfalls in Bild 6.11 zu sehen.

Die Residuen  $r_{U_{uv}}$  beginnen um den Nullpunkt zu schwingen, wenn beispielsweise ein Windungschluss oder eine Entmagnetisierung auftritt. Bei einer offenen Phase tritt zusätzlich ein Offset



**Bild 6.11:** Residuum  $r_{U_{ab}}$  im fehlerfreien Fall bei einer Drehzahl des Motors von 10 rad/s und mehreren Sprüngen des Sollstroms von 0 – 4 A. Das Residuum wird in  $r_{U_{ab},filtr}$  gefiltert dargestellt sowie gefiltert und mit Winkelkompensation in Abhängigkeit von  $I_{q_{soll}}$

in den Residuen auf. Um alle möglichen Informationen möglichst einfach und schnell aus den Residuen zu extrahieren, wird die in Abschnitt 6.1.2 beschriebene Flankenfilterung verwendet. Die Übertragungsfunktion des Flankenfilters soll im Weiteren mit  $G_{flank}(k)$  bezeichnet werden. Hiermit lassen sich sechs Merkmale generieren. Zunächst ergeben sich die drei Merkmale

$$r_{U_{lv}}^+ = G_{flank}(k)r_{U_{lv},filtr}. \quad (6.30)$$

Es werden alle fallenden Flanken gefiltert. Dabei sind  $r_{U_{lv},filtr}$  die  $PT_1$  gefilterten Residuen  $r_{U_{lv}}$ . Durch die Invertierung der gefilterten Residuen und erneute Flankenfilterung werden alle steigenden Flanken gefiltert

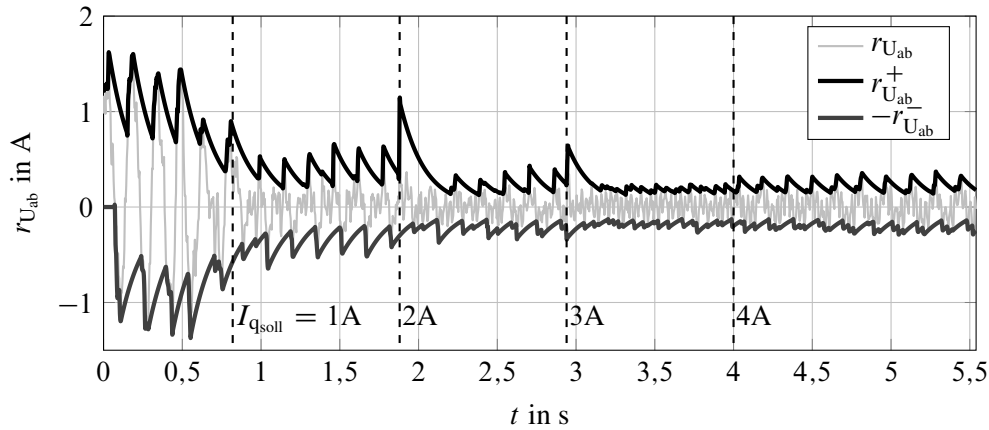
$$r_{U_{lv}}^- = G_{flank}(k)(-r_{U_{lv},filtr}). \quad (6.31)$$

Als Filterzeitkonstante wird  $T_{flank} = 0,1564$  s gewählt. Beispielhaft wird in Bild 6.12 für das Residuum  $r_{U_{ab}}$  die sich ergebenden Merkmale dargestellt. Es zeigt sich, dass die Spannungsresiduen im Bereich von Strömen unter 0,3 A nur schlecht nutzbar sind, da sie bereits im fehlerfreien Zustand mit verhältnismäßig hoher Amplitude schwingen. Weiter ist zu erkennen, dass bei einem Sollgrößensprung des Stroms die Merkmale ausschlagen können, wie zu sehen beim Sprung von 1 A auf 2 A.

Um aus den Merkmalen zunächst einfache Symptome zu generieren, werden die Merkmale mit der Fehlerschwelle  $t_U(k)$  verglichen. Diese ist adaptiv und setzt sich aus einem konstanten Anteil  $t_{U_0} = 0,75$  A zusammen und einem adaptiven Anteil  $t_{U_a}(k)$ , der sich in Abhängigkeit von der Änderung von  $I_{q_{soll}}$  ändert

$$t_U(k) = \begin{cases} t_{U_0} & t_{U_a}(k) < t_{U_0} \\ t_{U_a}(k) = G_{flank}(k)1,4(I_{q_{soll}}(k) - I_{q_{soll}}(k-1)) & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.32)$$

Durch die gleiche Flankenfilterung der Fehlerschwelle wie bei den Merkmalen mit der Filterzeitkonstanten  $T_{flank} = 0,1564$  s wird sichergestellt, dass im fehlerfreien Zustand die Fehlerschwelle



**Bild 6.12:** Aus dem Residuum  $r_{U_{ab}}$  erzeugte Merkmale  $r_{U_{ab}}^+$  und  $r_{U_{ab}}^-$  im fehlerfreien Fall bei einer Drehzahl des Motors von 10 rad/s und mehreren Sprüngen des Sollstroms von 0 – 4 A. Das Merkmal  $r_{U_{ab}}^-$  wird invertiert angezeigt, um den Zusammenhang zu  $r_{U_{ab}}$  zu verdeutlichen

nicht von den Merkmalen überwunden werden können. So ergeben sich die sechs Symptome

$$s_{U_{lv}}^+ = \begin{cases} 1 & r_{U_{lv}}^+(k) > t_U(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.33)$$

$$s_{U_{lv}}^- = \begin{cases} 1 & r_{U_{lv}}^-(k) > t_U(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.34)$$

Im Folgenden entstehen weitere Symptome aus Residuen, deren positive als auch negative Flanken gefiltert werden. Die Symptome auf Basis der gleichen Residuen werden für eine einfachere Darstellung in der Form  $s_{U_{lv}}^{+-}$  dargestellt. Das bedeutet die Symptome  $s_{U_{lv}}^+$  und  $s_{U_{lv}}^-$  werden zu  $s_{U_{lv}}^{+-}$  zusammengefasst. Da bei einer offenen Phase die Merkmale besonders stark ausschlagen, wird eine weitere Fehlerschwelle eingeführt, die so groß gewählt werden muss, dass sie nur bei einer offenen Phase überwunden wird. Die Fehlerschwelle  $t_{U_h}(k)$  besteht aus der Konstanten  $t_{U_{h0}} = 10V$  sowie dem adaptiven Teil, der abhängig vom Strom  $I_{q_{soll}}$  ist, und ergibt sich zu

$$t_{U_h}(k) = \begin{cases} t_{U_{h0}} & t_{U_{ha}}(k) < t_{U_{h0}} \\ t_{U_{ha}}(k) = 10I_{q_{soll}} & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.35)$$

Durch den Vergleich mit der Fehlerschwelle  $t_{U_h}(k)$  ergeben sich folgende Symptome

$$s_{U_{hv}}^+ = \begin{cases} 1 & r_{U_{lv}}^+(k) > t_{U_h}(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.36)$$

$$s_{U_{hv}}^- = \begin{cases} 1 & r_{U_{lv}}^-(k) > t_{U_h}(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.37)$$

Zur robusten Isolation der betroffenen offenen Phase werden die Spannungsmerkmale untereinander verglichen. Es ergeben sich folgende Symptome

$$s_{U_{\Delta t}}^+ = \begin{cases} 1 & |r_{U_{lv}}^+(k) - r_{U_{wl}}^-(k)| < 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.38)$$

$$s_{U_{\Delta t}}^- = \begin{cases} 1 & |r_{U_{lv}}^-(k) - r_{U_{wl}}^+(k)| < 1 \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.39)$$

mit  $\iota \in \{a,b,c\}$  und  $v \in \{b,c,a\}$  und  $w \in \{c,a,b\}$ .

### 6.3.3 Merkmale und Symptome aus $r_{I_\iota}$

Die Residuen  $r_{I_\iota}$  liegen in Ausgangsfehlerform vor und haben gegenüber den Spannungsresiduen  $r_{U_{\iota v}}$  den Vorteil, dass sie rauschärmer und weniger anfällig gegen Stromänderungen sind. Dafür ist keine Entkopplung von einer Phase möglich. Die Residuen ergeben sich aus der Differenz zwischen den gemessenen Strömen  $I_\iota$  und den modellierten Strömen  $\hat{I}_\iota$ . Die modellierten Ströme ergeben sich im ersten Schritt aus der Integration von Gleichung (3.35) der PMSM im statorfesten Koordinatensystem

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_\alpha \\ \hat{I}_\beta \end{bmatrix} = \int \begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_\alpha \\ \dot{\hat{I}}_\beta \end{bmatrix} dt = \int \begin{bmatrix} \frac{2}{3L} & 0 \\ 0 & \frac{2}{3L} \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} \hat{U}_\alpha \\ \hat{U}_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{I}_\alpha \\ \hat{I}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{PM}\omega_{el} \sin(\varphi_{el}) \\ -\Psi_{PM}\omega_{el} \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \right) dt. \quad (6.40)$$

Hierbei ergeben sich die Eingangsspannungen  $\hat{U}_\alpha$  und  $\hat{U}_\beta$  aus der Clark-transformierten Gleichung (3.3). Die elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{el}$  wird mittels eines ZVF aus dem elektrischen Winkel  $\varphi_{el}$  ermittelt. Die Berechnung der Ströme zunächst im  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem begründet sich damit, dass das 3-phasige Koordinatensystem überbestimmt ist und sich somit nicht eindeutig nach den Strömen auflösen lässt. Zur Kompensation der Phasenverschiebung zwischen gemessenen und modellierten Strömen, die sich aus der Tiefpassfilterung der gemessenen Ströme ergibt, werden die modellierten Ströme  $\hat{I}_\alpha$  und  $\hat{I}_\beta$  mit dem gleichen Tiefpassfilter gefiltert

$$\begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha, \text{filt}}(s) \\ \hat{I}_{\beta, \text{filt}}(s) \end{bmatrix} = G_{\text{filt}, I}(s) \begin{bmatrix} \hat{I}_\alpha(s) \\ \hat{I}_\beta(s) \end{bmatrix}, \quad (6.41)$$

welcher in Abschnitt 6.1.2 beschrieben wird und die Filterzeitkonstanten  $T_{\text{filt}, I} = \frac{1}{1111}$  s besitzt. Die drei modellierten Phasenströme  $\hat{I}_\iota$  ergeben sich aus den gefilterten  $\alpha\beta$ -Strömen (6.41) durch die inverse Clark-Transformation (A.3). Es entstehen die drei phasenbezogene Stromresiduen

$$r_{I_\iota} = I_\iota - \hat{I}_\iota \stackrel{!}{=} 0. \quad (6.42)$$

Mittels der Clark-Park Transformation (A.2) und (A.4) der gemessenen Ströme  $I_\iota$  und der Park Transformation (A.4) der modelliert und gefilterten  $\alpha\beta$ -Ströme (6.41) ergeben sich die zwei Stromresiduen im rotorfesten Koordinatensystem

$$r_{I_m} = I_m - \hat{I}_m \stackrel{!}{=} 0 \text{ mit } m \in \{d, q\}. \quad (6.43)$$

In Bild 6.13 ist die Stromresiduumbildung als Blockschaltbild dargestellt.

Analog zu den Spannungsresiduen werden die fünf Stromresiduen per Flankenfilter mit der Zeitkonstanten  $T_{\text{flank}} = 0,1251$  s gefiltert, um brauchbare Merkmale zu erhalten

$$r_{I_\iota}^+ = G_{\text{flank}}(k) r_{I_\iota} \quad (6.44)$$

$$r_{I_\iota}^- = G_{\text{flank}}(k) (-r_{I_\iota}). \quad (6.45)$$

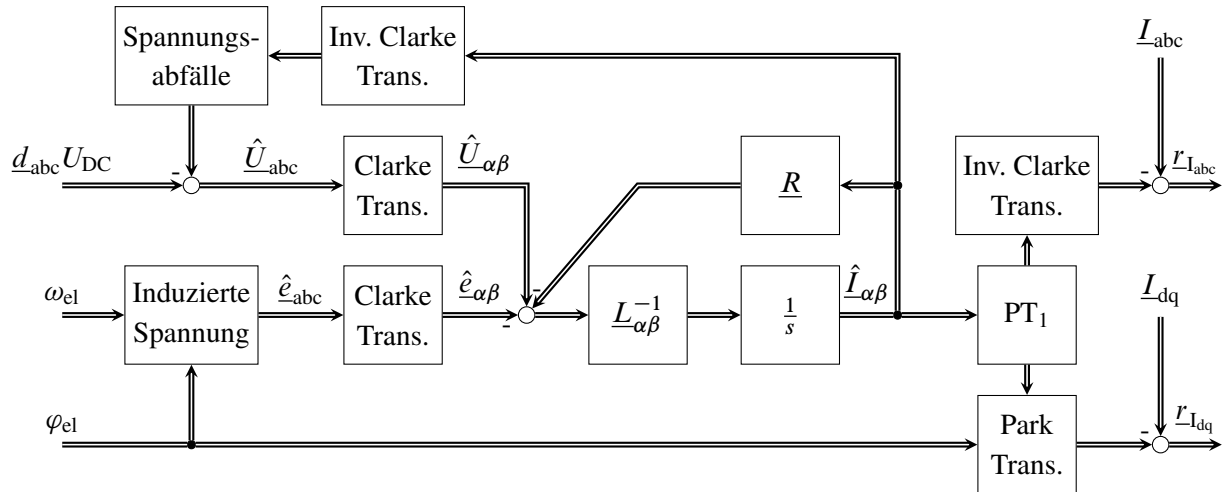


Bild 6.13: Blockschaltbild der Stromresiduen  $r_{I_l}$

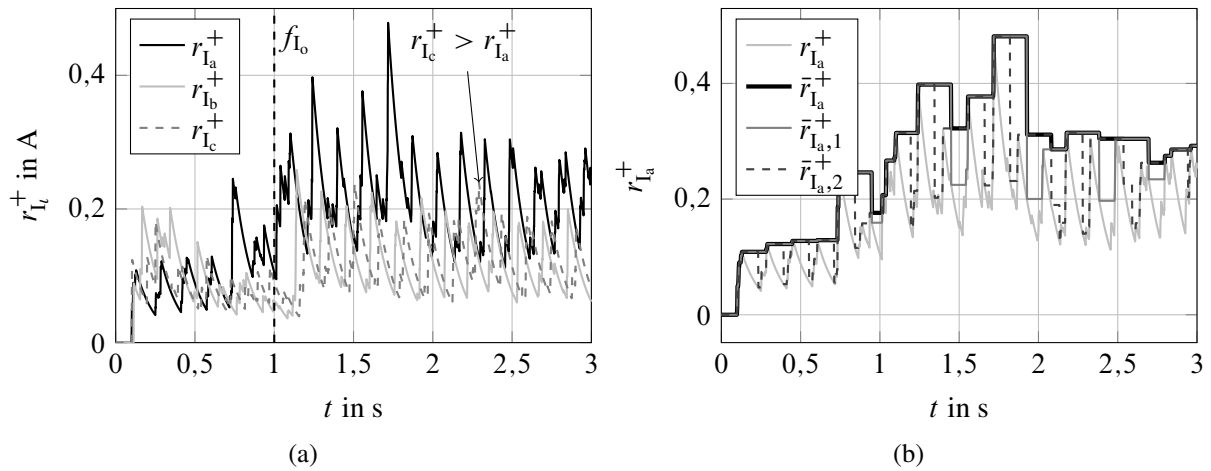
Zur Symptomgenerierung werden die statorfesten Merkmale  $r_{I_l}^+$  und  $r_{I_l}^-$  mit der konstanten Fehlerschwelle  $t_{I_s} = 0.41$  A verglichen und es ergeben sich die Symptome

$$s_{I_l}^+ = \begin{cases} 1 & r_{I_l}^+(k) > t_{I_s} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.46)$$

$$s_{I_l}^- = \begin{cases} 1 & r_{I_l}^-(k) > t_{I_s} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.47)$$

Da die Symptome aus Abschnitt 6.3.1 es nur schwer bis gar nicht ermöglichen, die betroffene Phase bei einem Stromoffsetfehler zu bestimmen, sollen hierfür die statorfesten Strommerkmale  $r_{I_l}^+$  und  $r_{I_l}^-$  verwendet werden. Bei einem positiven Offset in Phase a sollte das Merkmal  $r_{I_a}^+$  größer als die anderen beiden Merkmale  $r_{I_b}^+$  und  $r_{I_c}^+$  werden. Das Merkmal  $r_{I_a}^-$  sollte kleiner werden als die anderen beiden Merkmale  $r_{I_b}^-$  und  $r_{I_c}^-$ . Insbesondere bei sehr kleinen Offsetfehlern und bei langsamen Drehzahlen kann es dazu kommen, dass die Phase nicht korrekt erkannt werden kann durch das Absinken der Merkmale nach ihrem Scheitelpunkt. Da die jeweiligen drei Merkmale um  $120^\circ$  phasenverschoben ausschlagen, kann es so bei kleinen Amplituden dazu kommen, dass sich die Merkmale überschneiden, obwohl eines dauerhaft größer bzw. kleiner sein müsste. Dies wird in Bild 6.14a für einen Stromoffsetfehler von 0,1 A gezeigt. Um die Phase von kleinen Offsetfehlern isolieren zu können, müssen die Merkmale für mindestens  $120^\circ$  gehalten werden. Um robustere Merkmale zu erzeugen, werden die Scheitelwerte für  $240^\circ$  gehalten, wenn nicht vorher ein höherer Peak kommt. Der dadurch übersprungene Scheitelwert wird ebenfalls für  $240^\circ$  gehalten. Es entstehen zwei Signale deren größerer Wert als Merkmal  $\bar{r}_{I_l}^+$  bzw.  $\bar{r}_{I_l}^-$  weitergegeben wird. Bild 6.14b veranschaulicht das Prinzip.

Werden die positiv und negativ flankengefilterten Merkmale zu  $r_{I_l}^{+-}$  zusammengefasst, lassen sich die gehaltenen Merkmale  $\bar{r}_{I_l}^{+-}$  wie folgt mathematisch beschreiben. Zunächst werden die zwei



**Bild 6.14:** Positiv flankengefilterte Merkmale zur Isolierung der betroffenen Phase bei einem Stromoffsetfehler ( $f_{I_0} = 0,1$  A in Phase A, ab Sekunde 1): a) Alle drei Merkmale  $r_{I_l}^+$ , wobei  $r_{I_a}^+$  leicht erhöht ist b)  $r_{I_a}^+$  als Basis für  $\bar{r}_{I_a}^+$ , welches sich aus den beiden Signalen  $\bar{r}_{I_{a,1}}^+$  und  $\bar{r}_{I_{a,2}}^+$  zusammensetzt

### Signale

$$\bar{r}_{I_{1,l}}^{+-}(k+1) = \begin{cases} r_{I_l}^{+-}(k) & r_{I_l}^{+-}(k) > \bar{r}_{I_{1,l}}^{+-}(k) \cup \varphi_{el}(k) - \bar{\varphi}_{el,1}(k) > \frac{8\pi}{3} \text{ rad} \\ \bar{r}_{I_{1,l}}^{+-}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.48)$$

$$\bar{r}_{I_{1,2l}}^{+-}(k+1) = \begin{cases} r_{I_l}^{+-}(k) & r_{I_l}^{+-}(k) > \bar{r}_{I_{1,2l}}^{+-}(k) \cup \varphi_{el}(k) - \bar{\varphi}_{el,2}(k) > \frac{8\pi}{3} \text{ rad} \cup \\ & \varphi_{el}(k) - \bar{\varphi}_{el,1}(k) = \frac{4\pi}{3} \text{ rad} \\ \bar{r}_{I_{1,2l}}^{+-}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.49)$$

erzeugt. Die beiden Winkel  $\bar{\varphi}_{el,1}$  und  $\bar{\varphi}_{el,2}$  ergeben sich zu

$$\bar{\varphi}_{el,1}(k+1) = \begin{cases} \varphi_{el}(k) & r_{I_l}^{+-}(k) > \bar{r}_{I_{1,l}}^{+-}(k) \cup \varphi_{el}(k) - \bar{\varphi}_{el,1}(k) > \frac{8\pi}{3} \text{ rad} \\ \bar{\varphi}_{el,1}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.50)$$

$$\bar{\varphi}_{el,2}(k+1) = \begin{cases} \varphi_{el}(k) & r_{I_l}^{+-}(k) > \bar{r}_{I_{1,2l}}^{+-}(k) \cup \varphi_{el}(k) - \bar{\varphi}_{el,2}(k) > \frac{8\pi}{3} \text{ rad} \cup \\ & \varphi_{el}(k) - \bar{\varphi}_{el,1}(k) = \frac{4\pi}{3} \text{ rad} \\ \bar{\varphi}_{el,2}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.51)$$

Anschließend ergibt sich daraus

$$\bar{r}_{I_l}^{+-}(k) = \begin{cases} \bar{r}_{I_{1,l}}^{+-}(k) & \bar{r}_{I_{1,l}}^{+-}(k) > \bar{r}_{I_{1,2l}}^{+-}(k) \\ \bar{r}_{I_{1,2l}}^{+-}(k) & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.52)$$

Durch Vergleich der Merkmale untereinander können so sechs weitere Symptome erzeugt werden

$$\bar{s}_{\Delta I_l}^+ = \begin{cases} 1 & \bar{r}_{I_l}^+(k) > \bar{r}_{I_v}^+(k) \\ -1 & \bar{r}_{I_l}^+(k) < \bar{r}_{I_v}^+(k) \text{ mit } v \in \{a,b,c\} \cap \bar{l} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.53)$$

$$\bar{s}_{\Delta I_l}^- = \begin{cases} 1 & \bar{r}_{I_l}^-(k) > \bar{r}_{I_v}^-(k) \\ -1 & \bar{r}_{I_l}^-(k) < \bar{r}_{I_v}^-(k) \text{ mit } v \in \{a,b,c\} \cap \bar{l} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.54)$$

Wird Bild 6.15a betrachtet, bei dem im oberen Graphen der Ausschlag der Residuen  $r_{l_i}$  bei einem Windungsschluss in Phase a bei konstantem Sollstrom und konstanter Geschwindigkeit gezeigt wird, ist zu erkennen, dass das Residuum  $r_{l_a}$  mit einer Phasenverschiebung von  $180^\circ$  einen ungefähr doppelt so starken Ausschlag besitzt wie die anderen beiden Residuen  $r_{l_b}$  und  $r_{l_c}$ . Daher liegt es nahe ähnlich wie bei den Symptomen  $\bar{s}_{\Delta l_i}^{+-}$  die Merkmale  $r_{l_i}^{+-}$  miteinander zu vergleichen, um adäquate Symptome zur Diagnose von Windungsschlüssen zu erhalten. Der Vergleich der Merkmale ergibt die folgenden Symptome

$$s_{\Delta l_i}^+ = \begin{cases} 1 & r_{l_i}^+(k) > r_{l_i}^-(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit } v \in \{a,b,c\} \cap \bar{i} \quad (6.55)$$

$$s_{\Delta l_i}^- = \begin{cases} 1 & r_{l_i}^-(k) > r_{l_i}^+(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit } v \in \{a,b,c\} \cap \bar{i}. \quad (6.56)$$

Bild 6.15b zeigt den Ausschlag der Residuen  $r_{l_i}$  bei einer Entmagnetisierung im gleichen Arbeitspunkt wie Bild 6.15a. Im Vergleich zeigt sich, dass in beiden Fällen die Residuen um den Nullpunkt schwingen. Bei der Entmagnetisierung sind im Gegensatz zum Windungsschluss alle Ausschläge gleich stark und jeweils um  $120^\circ$  verschoben. Um die Entmagnetisierung von einem Windungsschluss zu unterscheiden, bietet es sich an die Beträge von  $r_{l_i}$  zu addieren, um das Merkmal

$$r_{|i|} = \sum_{i \in \{a,b,c\}} |r_{l_i}| \quad (6.57)$$

zu generieren. Der sich ergebende Verlauf des Merkmals für einen Windungsschluss und eine Entmagnetisierung ist in Bild 6.15 dargestellt. Um einen Windungsschluss feststellen zu können, wird das Symptom

$$s_{|i|} = \begin{cases} 1 & r_{|i|}(k) < t_{|i|} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.58)$$

mit der Fehlerschwelle  $t_{|i|} = 0,1$  erzeugt.

Die rotorfesten Strommerkmale  $r_{l_m}^+$  und  $r_{l_m}^-$  lassen sich mit der konstanten Fehlerschwelle  $t_r = 0,12$  A in die Symptome

$$s_{l_m}^+ = \begin{cases} 1 & r_{l_m}^+(k) > t_r \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.59)$$

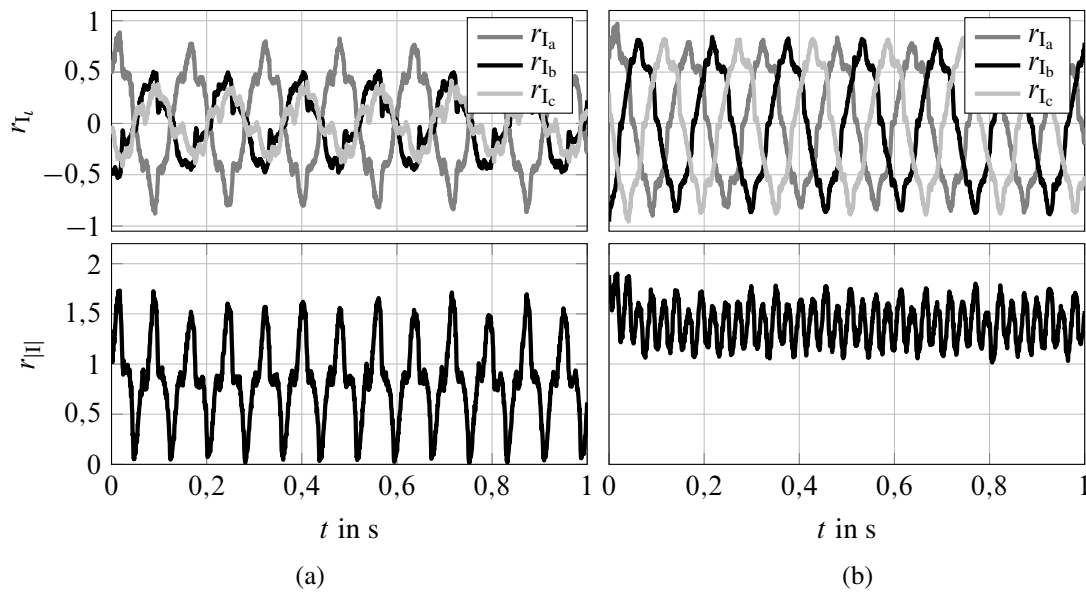
$$s_{l_m}^- = \begin{cases} 1 & r_{l_m}^-(k) > t_r \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.60)$$

überführen. Da bei der Fehlerisolation eines Rotorlagewinkelfehlers ebenfalls die Größenverhältnisse der Merkmale von Interesse ist, ergeben sich die folgenden beiden rotorfesten Symptome

$$s_{d>q}^+ = \begin{cases} 1 & r_{l_d}^+(k) > r_{l_q}^-(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.61)$$

und

$$s_{d>q}^- = \begin{cases} 1 & r_{l_d}^-(k) > r_{l_q}^+(k) \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}. \quad (6.62)$$



**Bild 6.15:** Ausschlag der Stromresiduen  $r_{I_i}$  sowie des Merkmals  $r_{|I|}$  bei einer Geschwindigkeit von  $\omega = 10\text{rad/s}$  und einem Sollstrom von 3 A: a) 10% Windungsschluss in Phase a b) 10% Entmagnetisierung

### 6.3.4 Merkmale und Symptome aus $r_T$ und $r_{\varphi_\eta}$

Das Residuum  $r_T$  aus Gleichung (6.16) ergibt sich aus dem direkten Vergleich zweier Momentensensoren an der Lenkstange. Ist einer der beiden Sensoren defekt, schlägt das Residuum aus. Mit der Fehlerschwelle  $t_T$  lässt sich das Symptom

$$s_T(k) = \begin{cases} 0 & |r_T(k)| < t_T \\ 1 & \text{sonst} \end{cases} \quad (6.63)$$

$$(6.64)$$

erzeugen.  $t_T$  muss in Abhängigkeit der Messgenauigkeit und des Messrauschens der Sensoren gewählt werden.

Die Momentenmesswelle ist die elastischste Stelle in der Lenkung [70], was die Annahme zulässt, dass  $c_{KU} \gg c_{Le}$  zutrifft. Damit kann die in den Gleichungen (3.66) und (3.67) beschriebene Dynamik vernachlässigt werden und der Winkel am Ritzel  $\varphi_{RZ} = \frac{i_{ZR}i_{KU}}{i_{Le}}\varphi$  ist unabhängig von der Last über die bekannten Übersetzungsverhältnisse vom Rotorlagewinkel  $\varphi$  ableitbar. Das gemessene Moment  $M_{SC}$  misst die Dynamik der Lenksäule und des Lenkrads mit und ist nach Gleichung (3.69)

$$M_{SC} = M_{Le} - d_{Le}\dot{\varphi}_{Le} - J_{Le}\ddot{\varphi}_{Le} = c_{Le}(\varphi_{RZ} - \varphi_{Le}). \quad (6.65)$$

Damit lässt sich mit

$$\hat{\varphi}_{Le_\eta} = \frac{i_{ZR}i_{KU}}{i_{Le}}\varphi + \frac{M_{SC_\eta}}{c_{Le}} \text{ mit } \eta = \{1, 2\} \quad (6.66)$$

der Lenkradwinkel bestimmen. Hierzu muss  $c_{Le}$  genau bekannt sein.  $c_{Le}$  lässt sich z.B. über ein Parameterschätzverfahren und Gleichung 6.65 bestimmen. Durch den Vergleich mit dem gemessenen Lenkradwinkel  $\varphi_{Le}$  entstehen die Residuen  $r_{\varphi_n}$  in (6.15). Mit dem konstanten Schwellenwert  $t_\varphi$  ergeben sich die Symptome

$$s_{\varphi_n}(k) = \begin{cases} 0 & r_{\varphi_n}(k) < t_\varphi \\ 1 & \text{sonst} \end{cases} . \quad (6.67)$$

$$(6.68)$$

Durch die starke Modellvereinfachung muss für ein robustes Symptom  $t_\varphi > 1^\circ$  gewählt werden.

## 6.4 Fehlerdiagnose

Im folgenden Abschnitt wird auf die Fehlerdiagnose mit Hilfe der im vorherigen Abschnitt beschriebenen Symptome eingegangen. Mittels Inferenzmethoden werden die einzelnen Fehler voneinander isoliert. Hierbei wurde das Diagnosesystem so ausgelegt, dass es in den erfolgten Validierungsmessungen zu keinen Fehldiagnosen kommt bei gleichzeitig hoher Fehlerdetektion.

Die Fehlerdiagnose wird aufgeteilt in die Fehlerdiagnose des Motors und der nachgelagerten Fehlerdiagnose der EPS Sensorik. Der Entscheidungsbaum in Bild 6.16 zeigt wie zunächst die Fehler im Motor auf Komponenten-Ebene voneinander getrennt werden. Hierbei werden zunächst die Fehler, die schnell erkannt werden müssen, ausgeschlossen, da sie einen größeren Einfluss auf das Systemverhalten haben können. Sowohl bei einer offenen Phase als auch bei den Sensorfehlern ist eine sprungförmige Änderung zu erwarten. Da die Stromsensorfehler am einfachsten durch die Symptome  $s_{I_{u,g}}$  und  $s_{I_o}$  von den anderen Fehlern zu isolieren sind, werden diese als erstes überprüft. Die besagten Symptome schlagen nur bei Stromsensorfehlern aus und das schnell und schon bei kleinen Fehlerstärken.

Ist ein Stromsensorfehler ausgeschlossen, wird als nächstes auf einen Rotorlagesensorfehler geprüft. Dieser Fehler ist schwierig zu isolieren, da er sich über die induzierte Gegenspannung auf alle motormodell-basierenden Residuen auswirkt und je nach Fehlerausprägung ähnliche Auswirkungen wie die offene Phase, die Entmagnetisierung oder der Windungsschluss haben kann. Weiter beeinflusst der Fehler die Park-Transformation, was es besonders im geschlossenen Regelkreis schwierig macht, den Fehler zu isolieren. In [94] wird eine leistungsbasierte Fehlerdiagnose vorgeschlagen, da der besagte Einfluss der Park-Transformation dazu führt, dass das geforderte Sollmoment nicht mit dem Istmoment übereinstimmt. Da das anliegende Moment aber nicht gemessen wird und das beschriebene Verfahren nach [99] nur große Abweichungen erkennt, wird hier ein anderer Ansatz gewählt. Wie in Anhang A.2.2 gezeigt, wirkt sich ein Fehler im Winkel bei der Park-Transformation stärker auf den  $I_d$ -Strom als auf den  $I_q$ -Strom aus. Daher werden die Symptome im dq-Koordinatensystem  $s_{I_m}^{+-}$  aus den Gleichungen (6.59) und (6.60) zur Fehlerisolation verwendet.

Sind alle Sensorfehler überprüft, wird als nächstes die offene Phase überprüft, welche zu großen Ausschlägen in den Residuen führt. Daher können die Symptome zur  $s_{U_{h,jv}}^{+-}$  Isolation genutzt werden.

Auf Entmagnetisierung und Windungsschluss wird zum Schluss geprüft, da diese einen driftförmigen Verlauf aufweisen und somit das System zunächst schwach beeinflussen auf Grund der geringen Fehlerstärke. Das bedeutet, diese beiden Fehler müssen früh erkannt werden (schon bei geringen Fehlerstärken), dafür aber nicht so schnell wie die anderen Fehler.

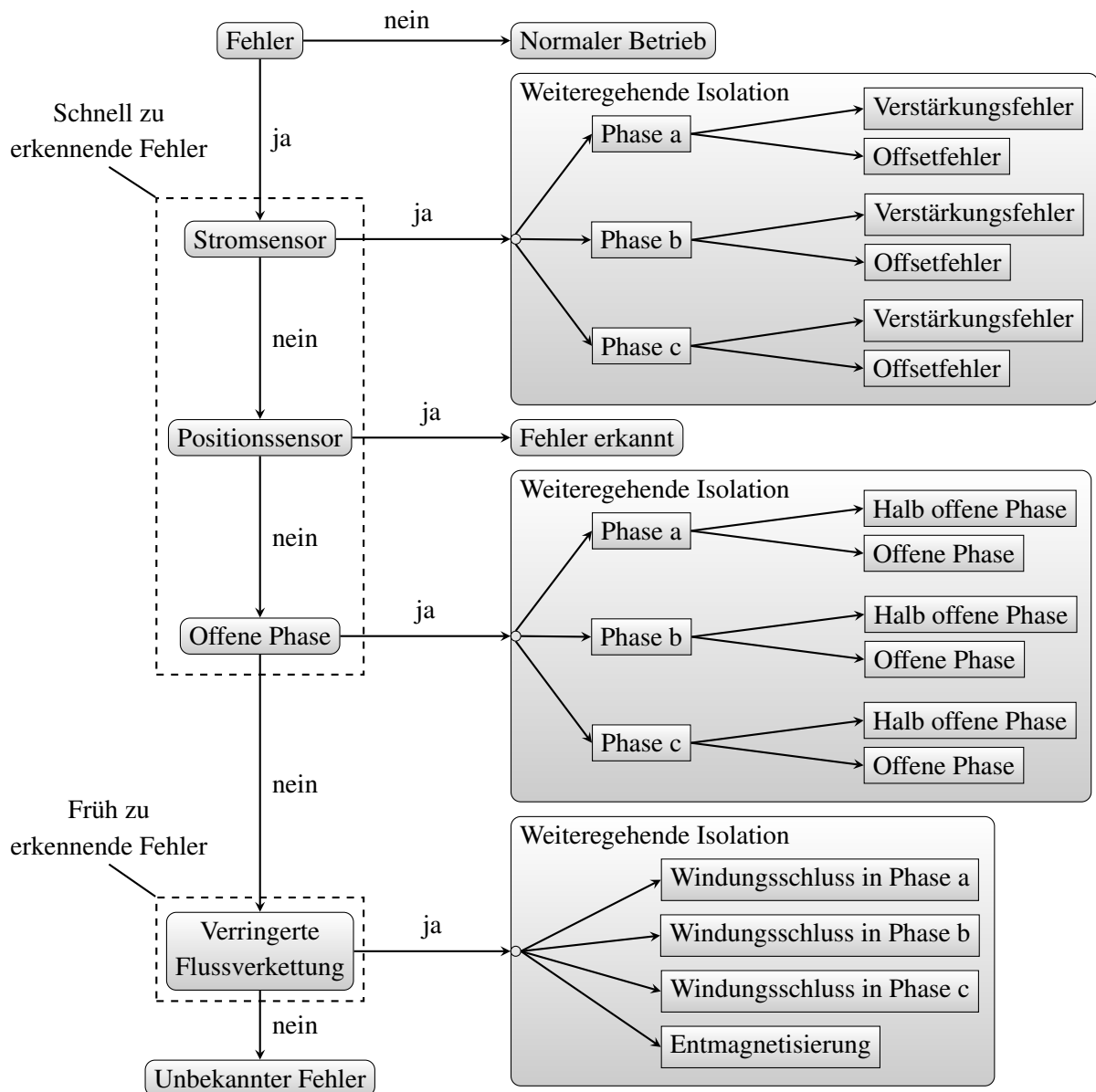
Zur Isolation werden sowohl die Spannungs- als auch die Stromsymptome verwendet. Die Symptome  $s_{U_{iv}}^{+-}$  und  $s_{I_i}^{+-}$  ermöglichen bereits getrennt voneinander die angenommenen Fehler in 6.2 zu isolieren. Dabei lassen sich die Stromsymptome besser für kleine Ströme einsetzen und die Spannungssymptome bieten eine bessere Isolierbarkeit durch die Entkopplung einer Phase, weshalb die Symptome arbeitspunkt-abhängig zusammen zur Diagnose genutzt werden, um eine robuste Diagnose in allen Arbeitspunkten zu ermöglichen.

Nachdem nach Bild 6.16 bekannt ist, auf welcher Basis von Symptomen die Fehler der einzelnen Komponenten voneinander isoliert werden können, soll im Folgenden im Detail auf die Diagnose der einzelnen Fehler eingegangen werden.

### 6.4.1 Isolation der Stromsensorfehler

Für die Isolation der Stromsensorfehler werden zunächst die Symptome  $s_{I_{i,g}}$  und  $s_{I_o}$  überprüft. Schlägt eines der Symptome aus, kann davon ausgegangen werden, dass ein Stromsensorfehler vorliegt und die restlichen Fehler können ausgeschlossen werden. Auf Grund der Einschwingvorgänge lässt sich nicht direkt unterscheiden, ob es sich um einen Offset- oder einen Verstärkungsfehler handelt, wie in Bild 6.8 dargestellt. Um eine sichere Aussage über die Art des Fehlers treffen zu können, muss daher der Einschwingvorgang abgewartet werden. Insbesondere bei größeren Fehlerstärken oder einem Komplettausfall eines Sensors muss schnell reagiert werden. Dabei ist zunächst wichtig, in welcher Phase der Fehler aufgetreten ist, um eine Rekonfiguration anstoßen zu können. Deshalb wird bereits vor der Ermittlung der Fehlerart versucht die betroffene Phase zu ermitteln. Hierfür werden die Symptome  $\bar{s}_{\Delta I_i}^{+-}$  verwendet. Bei einem Verstärkungsfehler können hierfür auch die Symptome  $s_{I_{i,g}}$  verwendet werden, da aber die Fehlerart noch nicht bekannt ist, findet die Phasenzuordnung zunächst über die Symptome  $\bar{s}_{\Delta I_i}^{+-}$  statt. Durch das Halten der Symptome in Abhängigkeit von  $\varphi_{el}$ , wie in Abschnitt 6.3.3 beschrieben, lassen sich hier bereits sehr kleine Fehlerstärken isolieren. Um eine robuste Fehlerisolation der Phase zu gewährleisten, bei der keine Fehlausschläge auftreten, werden sowohl die positiv flankengefilterten Symptome  $\bar{s}_{\Delta I_i}^+$  als auch die negativ flankengefilterten Symptome  $\bar{s}_{\Delta I_i}^-$  betrachtet. Es darf nicht nur das Ausschlagen der Symptome betrachtet werden, sondern ebenfalls das gleichzeitige nicht bzw. negativ ausschlagen der anderen Symptome muss berücksichtigt werden. Hierdurch wird ein Event erzeugt, wie in Abschnitt 6.1.4 beschrieben.

Die Zuordnung der Fehlerart findet mittels der Symptome  $s_{I_{i,g}}$  und  $s_{I_o}$  statt. Schlägt mindestens eines der Symptome  $s_{I_{i,g}}$  nach dem Einschwingen noch aus und  $s_{I_o}$  nicht, handelt es sich um einen Verstärkungsfehler und umgekehrt um einen Offsetfehler. Bei einem Verstärkungsfehler wird die Phasenzuordnung mit den Symptomen  $s_{I_{i,g}}$  validiert bzw. sollte noch keine Phasenzuordnung möglich gewesen sein, werden diese Symptome dafür verwendet. Hierbei schlägt das Symptom der betroffenen Phase doppelt so stark aus wie die anderen beiden Verstärkungsfehlersymptome. Weiter schlagen die beiden anderen Symptome in die entgegengesetzte Richtung des Symptoms der



**Bild 6.16:** Schema der Fehlerisolierung: Zunächst werden die schnell zu erkennenden Fehler in der dargestellten Reihenfolge überprüft. Anschließend werden die früh zu erkennenden Fehler abgetestet. Wird ein Fehler erkannt wird zunächst die betroffene Phase bestimmt und danach der genaue Fehlertyp

betroffenen Phase aus, wie in Bild 6.8b zu sehen. Die Fehler-Symptom-Tabelle 6.2 zeigt den relevanten Ausschnitt der Symptome zur Isolierung der Stromsensorfehler. Die geschätzten Fehler  $f_{I_{t,g}}$  und  $f_{I_o}$  geben direkt Aufschluss über die Fehlerstärke, wobei bei niedrigen Drehzahlen und Sollströmen der Fehler zunächst unterschätzt wird auf Grund der künstlich hinzugefügten Anteile der Phasenströme in Gleichung (6.20).

Im Folgenden soll die Fehlerdiagnose für die Stromsensorfehler validiert werden mit einer Messung vom PMSM Prüfstand aus Abschnitt 2.2. Es werden insbesondere Arbeitspunkte betrachtet bei denen die Fehlererkennung schwierig ist. In Bild 6.17 wird ein Offsetfehler von 0,15 A zum

**Tabelle 6.2:** Fehler-Symptom-Tabelle zur Isolierung der Stromsensorfehler nach dem Einschwingvorgang für positive Offsets und Verstärkungen größer 1 (Für Verstärkungen kleiner 1 drehen sich die Vorzeichen der ersten vier Symptome um und für negative Offsets alle Vorzeichen)

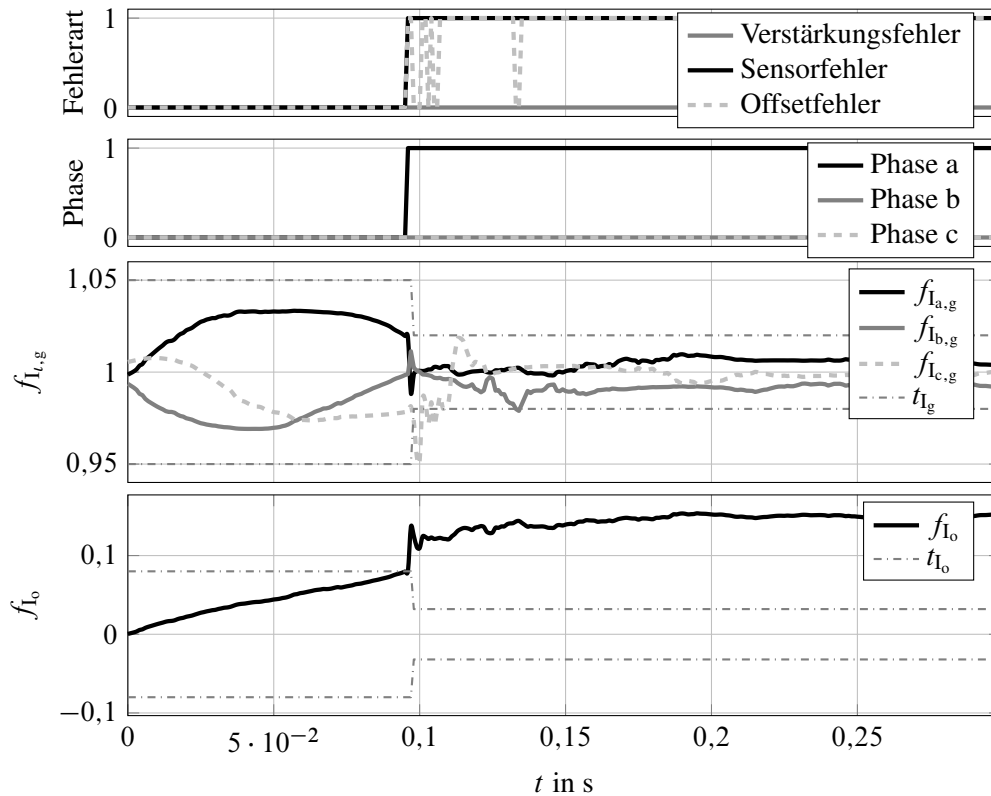
++: starker positiver Ausschlag, -: leichter negativer Ausschlag, 0: kein Ausschlag, 1: binäres Symptom schlägt aus

	$s_{I_{a,g}}$	$s_{I_{b,g}}$	$s_{I_{c,g}}$	$s_{I_o}$	$\bar{s}_{\Delta I_a}^+$	$\bar{s}_{\Delta I_b}^+$	$\bar{s}_{\Delta I_c}^+$	$\bar{s}_{\Delta I_a}^-$	$\bar{s}_{\Delta I_b}^-$	$\bar{s}_{\Delta I_c}^-$
$f_{I_{a,g}}$	++	-	-	0	1	0	0	1	0	0
$f_{I_{b,g}}$	-	++	-	0	0	1	0	0	1	0
$f_{I_{c,g}}$	-	-	++	0	0	0	1	0	0	1
$f_{I_{a,o}}$	0	0	0	++	1	0	0	-1	0	0
$f_{I_{b,o}}$	0	0	0	++	0	1	0	0	-1	0
$f_{I_{c,o}}$	0	0	0	++	0	0	1	0	0	-1

Beginn der Messung bei  $t = 0$  s in Phase a aufgeschaltet. Bei der Messung dreht die Maschine mit  $\omega = 10$  rad/s bei einem Sollstrom von 2 A. Wie zu sehen ist, benötigt die Fehlererkennung 90 ms um zu erkennen, dass ein Sensorfehler aufgetreten ist. Die Phasenerkennung, welche mit Hilfe der Symptome  $\bar{s}_{\Delta I_i}^{+-}$  erfolgt, erkennt die betroffene Phase a fast zeitgleich. Die Fehlerart lässt sich erst nach 0,13 s sicher feststellen. Dies liegt am Einschwingvorgang der Symptome, wie in den unteren beiden Plots dargestellt. Weiter ist festzustellen, dass der Offsetfehler zwar nicht direkt erkannt wird, es aber nicht zu einem Fehlausschlag des Verstärkungsfehlers kommt. Genauso wird die Phase sicher erkannt. Die Geschwindigkeit der Fehlererkennung ist hierbei stark vom Arbeitspunkt und der Fehlerstärke abhängig. Es ist zu erkennen, dass die Fehlerstärke direkt von den dargestellten Merkmal  $f_{I_o}$  abgelesen werden kann.

In Bild 6.18 wird ein Verstärkungsfehler von 1,055 zum Beginn der Messung in Phase a aufgeschaltet. Bei der Messung dreht die Maschine mit  $\omega = 20$  rad/s bei einem Sollstrom von 4 A. Die Fehlererkennung benötigt 0,8 s um zu erkennen, dass ein Sensorfehler aufgetreten ist. Die lange Zeitdauer bis zur Fehlererkennung liegt an der geringen Fehlerstärke. Somit ist die Dauer nicht relevant, da die Fehlerstärke zu gering ist, um das System maßgeblich zu stören. Die Phasenerkennung erkennt die betroffene Phase a zeitgleich. Auf Grund der langen Dauer, bis der Fehler erkannt wird, haben die Symptome  $\bar{s}_{\Delta I_i}^{+-}$  bereits vorher schon ausgeschlagen. Die Fehlerart lässt sich erst nach 0,83 s sicher feststellen. Die Messung zeigt den Nutzen des Absenkens der Fehlerschwelle. Die geschätzte Fehlerstärke beläuft sich auf 1,049. Somit wird die Fehlerstärke leicht unterschätzt. Das führt dazu, dass eine Fehlerisolierung nicht robust erfolgen könnte ohne Absenkung der Fehlerschwelle.

Weiter ist anzumerken, dass eine Unterscheidung von Verstärkungs- und Offsetfehler im Stillstand der Maschine nicht möglich ist, da dem Parameterschätzer die Dynamik fehlt, um zwischen den Fehlerarten zu unterscheiden. Weiter wird die Fehlerstärke bei geringen Geschwindigkeiten und kleinen Strömen unterschätzt auf Grund der stabilisierenden Maßnahmen aus Gleichung (6.20).



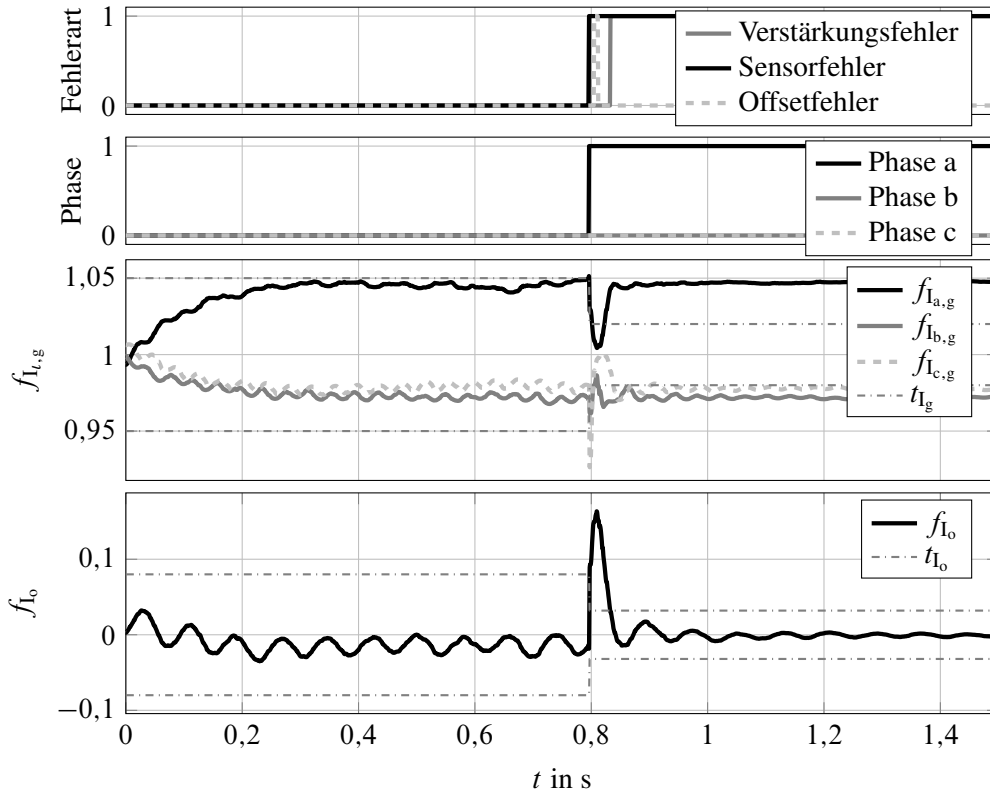
**Bild 6.17:** Stromsensorfehlerdiagnose: Offsetfehler von 0,15 A bei einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und einem Sollstrom von 2 A. Diagnose von Fehlerart, Phase und Fehlerstärke

## 6.4.2 Isolation der Rotorlagewinkelsensorfehler

Zur Isolation eines Rotorlagewinkelsensorfehlers werden die rotorfesten Symptome  $s_{I_m}^{+-}$  und  $s_{d>q}^{+-}$  verwendet. Hier wird ausgenutzt, dass ein fehlerhafter Rotorlagewinkel sich auf Grund der Parktransformation unterschiedlich auf die d- und q-Komponente des Stromes auswirkt. Dies wird im Anhang A.2.2 genauer erläutert. Hieraus ergibt sich die Fehler-Symptom-Tabelle 6.3. Diese zeigt die zwei möglichen Kombinationen der rotorfesten Symptome, falls ein Rotorlagesensorfehler vorliegt. Wie zu erkennen ist, lässt sich der Offsetfehler nicht vom Verstärkungsfehler unterscheiden. Die Information, dass ein Fehler des Rotorlagewinkelsensors vorliegt, ist aber ausreichend für die Rekonfiguration, weshalb keine tiefer gehende Isolation durchgeführt wird. Eine Isolation sollte aber nach der Rekonfiguration mittels des geschätzten Rotorlagewinkels möglich sein. Die Schätzung des Winkels wird im Abschnitt 9.3 erläutert. Da sich übergangsweise die Kombinationen in Tabelle 6.3 ebenfalls bei einer offenen Phase einstellen können, muss die Symptomkombination mindestens für 10 ms vorliegen, wenn die Differenzen der Merkmale  $r_{I_m}^{+-}$  betragsmäßig kleiner als 0,25 A sind.

$$\left| r_{I_d}^+ - r_{I_q}^- \right| < 0,25 \text{ A} \cap \left| r_{I_d}^- - r_{I_q}^+ \right| < 0,25 \text{ A}. \quad (6.69)$$

Die Wartezeit stellt bei derart kleinen Ausschlägen keine große Einschränkung dar, da dann sehr kleine Fehlerstärken vorliegen, die den Betrieb des Systems nicht einschränken und es wird sicher gestellt, dass es zu keinem Fehlausschlag des Diagnosesystems kommen kann.



**Bild 6.18:** Stromsensorfehlerdiagnose: Verstärkungsfehler von 1,055 bei einer Drehzahl von  $\omega = 20 \text{ rad/s}$  und einem Sollstrom von 4 A. Diagnose von Fehlerart, Phase und Fehlerstärke

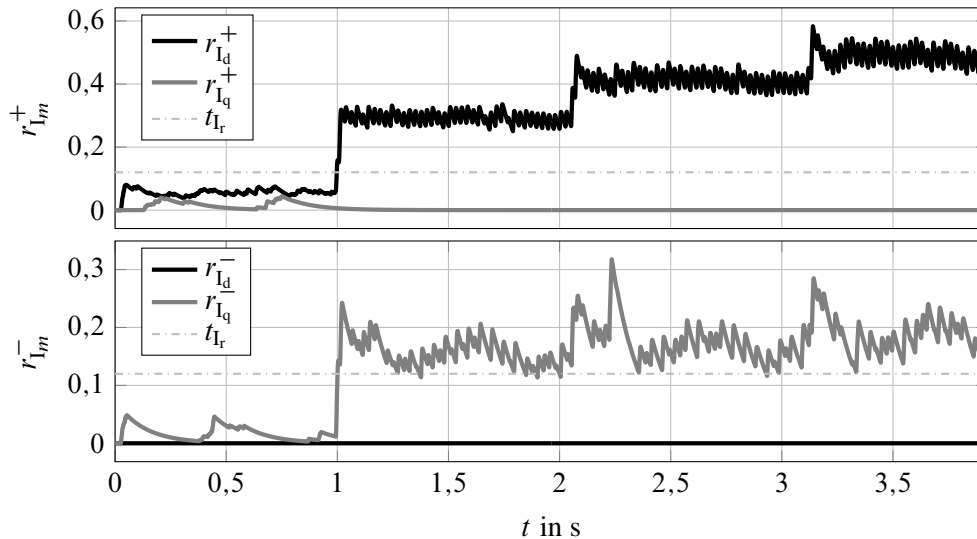
**Tabelle 6.3:** Fehler-Symptom-Tabelle zur Isolation von Rotorlagefehlern. Es werden zwei Kombinationen gezeigt (getrennt durch “/”) die auf ein Rotorlagewinkelfehler hinweisen.

0: kein Ausschlag, 1: binäres Symptom schlägt aus, d: don't care

	$s_{I_d}^+$	$s_{I_d}^-$	$s_{I_q}^+$	$s_{I_q}^-$	$s_{d>q}^+$	$s_{d>q}^-$
$f_{\varphi_g}$	1/0	0/1	0/d	d/0	1/d	d/1
$f_{\varphi_o}$	1/0	0/1	0/d	d/0	1/d	d/1

Die Validierungsmessung in Bild 6.19 zeigt die Auswirkung eines Offsetfehlers von  $-0.1 \text{ rad}$ . Dieser wird beim Beginn der Messung aufgeschaltet. Der Motor dreht sich bei der Messung mit  $10 \text{ rad/s}$  und das Moment wird im Sekundentakt sprunghaft von  $0 \text{ A}$  auf  $3 \text{ A}$  erhöht. Das Merkmal  $r_{I_d}^+$  schlägt sofort aus, sobald ein Strom anliegt, und überschreitet die Fehlerschwelle. Es ist zu erkennen, dass  $r_{I_q}^+$  gegen Null geht, wohingegen  $r_{I_q}^-$  ansteigt, aber nicht so stark ausschlägt wie  $r_{I_d}^+$ . Das Verhalten der Merkmale lässt sich damit erklären, dass es durch den nicht korrekt gemessenen Winkel zu entgegengesetzten Offsets in den Residuen  $r_{I_d}$  und  $r_{I_q}$  kommt. Dies lässt sich damit erklären, dass durch den falschen Winkel die eine transformierte Stromkomponente vergrößert wird, wohingegen die andere verkleinert wird. Dass die q-Komponente hierbei immer schwächer ausschlägt, ist, wie bereits erwähnt, auf die Parktransformation zurückzuführen. Weiter ist festzustellen, dass  $r_{I_d}$  durch die Stromstärke leicht beeinflusst ist, wohingegen das bei  $r_{I_q}$  nicht der Fall ist. Ein Offsetfehler von  $0,05 \text{ rad}$  ist bereits detektierbar, die beschriebenen Eigenschaften der Merkmale sind dort aber noch nicht so gut erkennbar. Bei einem Verstärkungsfehler sind die

Merkmale noch wesentlich empfindlicher und schlagen daher stärker aus als bei einem Offsetfehler. Eine Isolation ist darüber aber nicht möglich, da ein großer Offsetfehler das selbe Fehlerbild erzeugen könnte.



**Bild 6.19:** Rotorlagewinkelsenorfehlerdiagnose: Offsetfehler von  $-0,01$  rad bei einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und Sollwertsprüngen von 0 A auf 3 A. Die Merkmale  $r_{Im}^{+-}$  werden zur Diagnose verwendet

### 6.4.3 Isolation einer offenen Phase

Zur Diagnose einer offenen Phase werden die Symptome  $s_{U_{h,j_v}}^{+-}$ ,  $s_{U_{\Delta t}}^{+-}$  und  $s_{U_{lv}}^{+-}$  gebraucht. Zunächst wird durch Überprüfung von den Symptomen  $s_{U_{h,j_v}}^{+-}$  auf eine offene Phase geprüft. Da bei einem Windungschluss oder einer Entmagnetisierung nicht so hohe Amplituden der Merkmale  $r_{U_{lv}}^{+-}$  entstehen, kann eine offene Phase über die Symptome  $s_{U_{h,j_v}}^{+-}$  leicht von diesen Fehlern isoliert werden. Anschließend wird mittels der Symptome  $s_{U_{\Delta t}}^{+-}$  die betroffene Phase festgestellt. Durch die Überprüfung der Symptome  $s_{U_{lv}}^{+-}$  kann letztendlich festgestellt werden, ob es sich um eine komplett offene Phase handelt oder ob nur eine Diode oder ein IGBT defekt ist, wodurch die Phase nur zeitweise offen ist. Über die Stromrichtung kann dann genau festgelegt werden, um welches Bauteil es sich handelt. Die Fehler-Symptom-Tabelle 6.4 zeigt den Zusammenhang zwischen den relevanten Symptomen und den Fehlern.

Da Tabelle 6.4 lediglich zeigt, ob die Symptome ausschlagen, soll bei der Validierung gezeigt werden, wie der zeitliche Zusammenhang zwischen den Symptomen ist und welchen Einfluss dies auf die Fehlerdiagnose hat. Bild 6.20 zeigt eine Messung bei einer Drehzahl von 10 rad/s und einem Sollstrom von 1 A. Hierbei wird die Phase a zum Zeitpunkt  $t = 1$  s geöffnet. Dies zeigt sich direkt in den Residuen  $r_{U_{ab}}^+$  und  $r_{U_{ca}}^-$ . Sobald diese  $t_{U_h}$  überschreiten, schlagen die Symptome  $s_{U_{hab}}^+$  und  $s_{U_{hca}}^-$  aus und eine offene Phase kann erkannt werden. Dies ist nach 16 ms nach Fehlereintritt der Fall. Zu diesem Zeitpunkt ist durch die Symptome  $s_{U_{\Delta t}}^{+-}$  eine Phasenzuordnung bereits möglich. Durch das Wegfallen einer Phase entstehen Restriktionen für die verbleibenden Phasen. Der

**Tabelle 6.4:** Fehler-Symptom-Tabelle zur Isolation einer offenen Phase sowie von Dioden und IGBT Fehlern. Die Fehler sind Tabelle 6.1 zu entnehmen

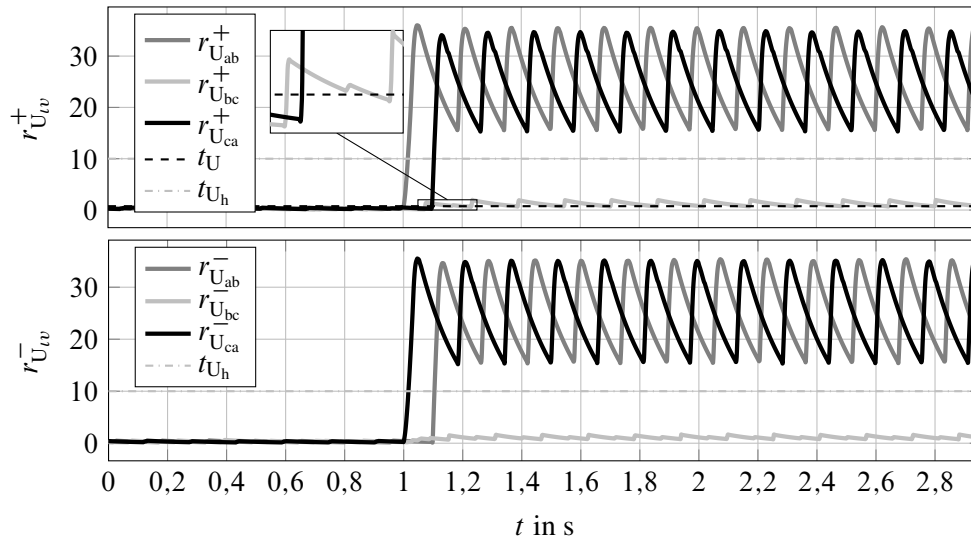
0: kein Ausschlag, 1: binäres Symptom schlägt aus, d: don't care,

≈1: binäres Symptom schlägt nicht dauerhaft aus, +/-: positive/negative Stromrichtung

	$f_{S_{a,h}}$	$f_{S_{a,l}}$	$f_{S_{b,h}}$	$f_{S_{b,l}}$	$f_{S_{c,h}}$	$f_{S_{c,l}}$	$f_{D_{a,h}}$	$f_{D_{a,l}}$	$f_{D_{b,h}}$	$f_{D_{b,l}}$	$f_{D_{c,h}}$	$f_{D_{c,l}}$	$f_{O_a}$	$f_{O_b}$	$f_{O_c}$
$s_{U_{hab}}^+$	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0
$s_{U_{hab}}^-$	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0
$s_{U_{hbc}}^+$	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1
$s_{U_{hbc}}^-$	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1	1
$s_{U_{hca}}^+$	0	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	1	0	1
$s_{U_{hca}}^-$	1	0	0	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	0	1
$s_{U_{\Delta a}}^+$	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
$s_{U_{\Delta a}}^-$	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	0	0
$s_{U_{\Delta b}}^+$	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0
$s_{U_{\Delta b}}^-$	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	1	0
$s_{U_{\Delta c}}^+$	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1
$s_{U_{\Delta c}}^-$	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1
$s_{U_{ab}}^+$	1	0	1	0	≈1	≈1	1	0	1	0	≈1	≈1	1	1	≈1
$s_{U_{ab}}^-$	0	1	0	1	≈1	≈1	0	1	0	1	≈1	≈1	1	1	≈1
$s_{U_{bc}}^+$	≈1	≈1	1	0	1	0	≈1	≈1	1	0	1	0	≈1	1	1
$s_{U_{bc}}^-$	≈1	≈1	0	1	0	1	≈1	≈1	0	1	0	1	≈1	1	1
$s_{U_{ca}}^+$	0	1	≈1	≈1	0	1	0	1	≈1	≈1	0	1	1	≈1	1
$s_{U_{ca}}^-$	1	0	≈1	≈1	1	0	1	0	≈1	≈1	1	0	1	≈1	1
$I_a$	+	-	d	d	d	d	-	+	d	d	d	d	d	d	d
$I_b$	d	d	+	-	d	d	d	d	-	+	d	d	d	d	d
$I_c$	d	d	d	d	+	-	d	d	d	d	-	+	d	d	d

Strom, der in den Phasen fließt, muss identisch sein, auf Grund des isolierten Sternpunktes. Daraus folgt, dass die abfallenden Spannungen gleich groß sein müssen. Da die Residuen  $r_{U_{lv}}$  so aufgebaut sind, dass jede Phase bei der Differenzbildung einmal vorne steht, muss bei einer offenen Phase jeweils ein Merkmal  $r_{U_{lv}}^+$  mit einem Merkmal  $r_{U_{lv}}^-$  identisch sein. Bei einer offenen Phase a wie in der dargestellten Messung in Bild 6.20 werden zur Phasenbestimmung die Merkmale  $r_{U_{ab}}^+$  und  $r_{U_{ca}}^-$  sowie  $r_{U_{ca}}^+$  und  $r_{U_{ab}}^-$  miteinander verglichen. Die entstehenden Symptome  $s_{U_{\Delta a}}^{+-}$  können somit verwendet werden, um die betroffene Phase zu bestimmen bzw. die Symptome  $s_{U_{\Delta b}}^{+-}$  und  $s_{U_{\Delta c}}^{+-}$ , um die anderen Phasen auszuschließen. Wird das Abtrennen einer Motorphase in Bild 6.20 mit dem nicht Schließen beider IGBT's in einem Brückenweig in Bild 6.21 verglichen, ist festzustellen, dass die Fehlerauswirkung auf die Symptome absolut identisch ist. In Bild 6.21 handelt es sich ebenfalls um eine Messung bei einer Drehzahl von 10 rad/s und einem Sollstrom von 1 A. Hierbei wird das Steuersignal des oberen IGBT's (IGBT zum Schalten des höheren Potentials) des Brückenweiges in Phase c zum Zeitpunkt  $t = 1$  s deaktiviert. Hierdurch schließt der IGBT nicht mehr und eine halb offene Phase entsteht. Zum Zeitpunkt  $t = 2,38$  s wird zusätzlich das Steuersignal des unteren IGBT's (IGBT zum Schalten des niedrigeren Potentials) deaktiviert. Da beide IGBT's nicht mehr schließen, entsteht eine offene Phase. Eine direkte Diagnose des Fehlerortes

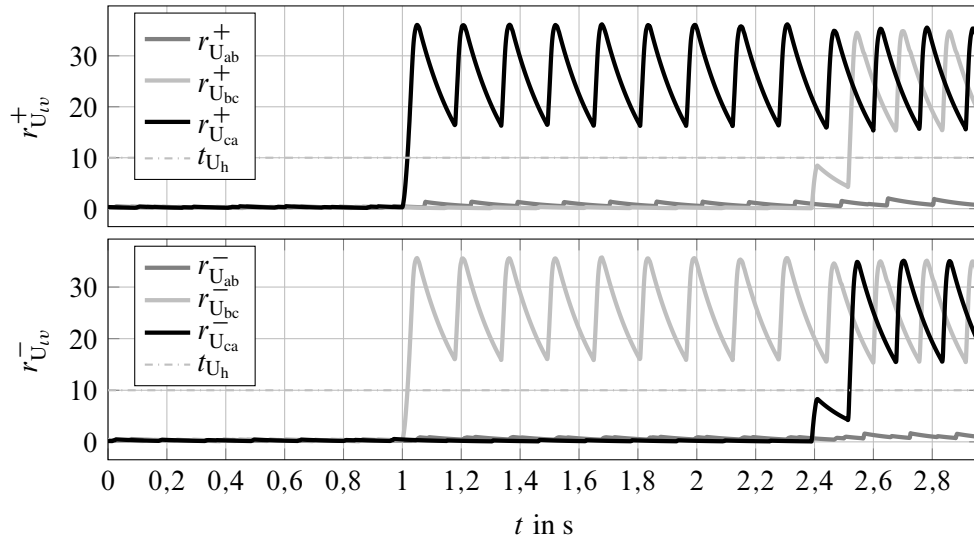
einer komplett offenen Phase ist somit nicht möglich. Nach [3] ist die genaue Bestimmung des Fehlerortes nur möglich durch eine Hardwareerweiterung des Aktors um ein Widerstandsnetzwerk. Da das Fehlermanagement für die Rekonfiguration den genauen Fehlerort nicht benötigt, werden hier keine weiteren Anstrengungen unternommen diesen zu lokalisieren.



**Bild 6.20:** Fehlerdiagnose offene Phase: Öffnen der Phase c durch Abtrennen der Motorphase zum Zeitpunkt  $t = 1$  s, bei einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und einem Sollstrom von 1 A. Die Merkmale  $r_{U_{vw}}^{+-}$  werden zusammen mit den Fehlerschwellen  $t_{U_h}$  und  $t_U$  zur Diagnose verwendet ( $t_U$  wird zur besseren Darstellung nur im oberen Diagramm gezeigt)

Mit Hilfe der Symptome  $s_{U_{vw}}^{+-}$  kann nach der Bestimmung der betroffenen Phase festgestellt werden, um welchen Fehler es sich genau handelt, wie in Bild 6.21 zu erkennen ist. Wird der Fall mit einer halb offenen Phase mit dem einer offenen Phase verglichen, ist zu sehen, dass diese beiden Fälle gut voneinander trennbar sind. Zur Isolation wird überprüft, welche der Symptome  $s_{U_{vw}}^{+-}$  nicht ausschlagen. Die Isolation könnte ebenfalls mit den Symptomen  $s_{U_{h_{jv}}}^{+-}$  durchgeführt werden. Durch die geringere Fehlerschwelle der Symptome  $s_{U_{vw}}^{+-}$  sind diese aber die restriktiveren Signale, was zu einer robusteren Diagnose führt. Die Überprüfung auf das nicht Ausschlagen der Symptome  $s_{U_{vw}}^{+-}$  beruht darauf, dass das Symptom, welches entkoppelt ist von der betroffenen Phase, einen leichten Ausschlag aufweist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Entkopplung auf Grund von Modellungenauigkeiten und der ZVF-gefilterten Signale nicht komplett möglich ist. Durch die starke Auswirkung des Fehlers auf das System führen bereits kleine Ungenauigkeiten zu einem Ausschlag der Residuen. Im oberen Diagramm von Bild 6.20 wird in der Vergrößerung dargestellt, wie das eigentlich von der betroffenen Phase entkoppelte Merkmal  $r_{U_{bc}}^+$  zeitweise die Fehlerschwelle  $t_U$  übersteigt. Eine Überprüfung der nicht ausschlagenden Symptome ist daher robuster.

Wird Bild 6.22 betrachtet, ist zunächst ab dem Zeitpunkt  $t = 1$  s eine halb offene Phase c, bei der der obere IGBT nicht mehr schließt, zu erkennen. Ab dem Zeitpunkt  $t = 4,07$  s schließt der untere IGBT nicht mehr und der obere ist wieder aktiviert. Es handelt sich ebenfalls um eine Messung bei einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und einem Sollstrom von 1 A. Zunächst schlagen ab dem Zeitpunkt  $t = 1$  s  $s_{U_{bc}}^+$  und  $s_{U_{ca}}^-$  nicht aus. Zusammen mit den bereits beschriebenen Symptom-

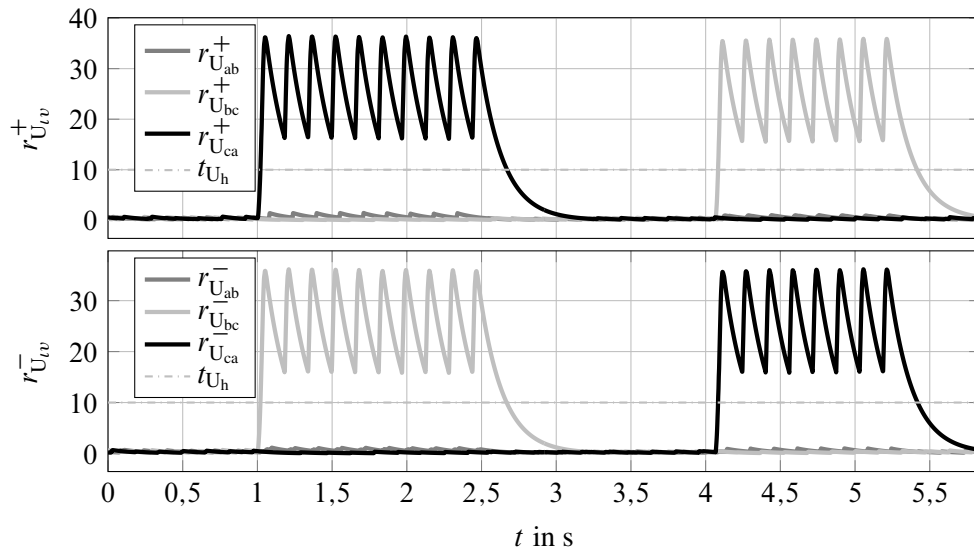


**Bild 6.21:** Fehlerdiagnose offene Phase: Deaktivierung des Schaltsignals des oberen IGBT's in Phase c zum Zeitpunkt  $t = 1$  s und des unteren IGBT's zum Zeitpunkt  $t = 2,38$  s, bei einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und einem Sollstrom von 1 A. Die Merkmale  $r_{U_{uv}}^{+-}$  werden zusammen mit den Fehlerschwellen  $t_{U_h}$  und  $t_U$  zur Diagnose verwendet ( $t_U$  wird zur besseren Darstellung nicht mit angezeigt)

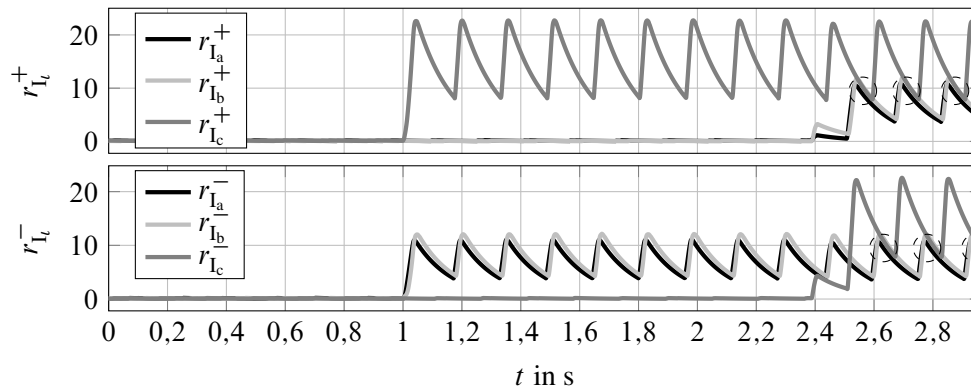
Kombinationen können die oberen Bauteile (IGBT oder Diode) als Fehlerquelle diagnostiziert werden. Ab dem Zeitpunkt  $t = 4,07$  s schlagen  $s_{U_{bc}}^-$  und  $s_{U_{ca}}^+$  nicht aus und die unteren Bauteile werden als Fehlerquelle diagnostiziert. Über die Stromrichtung kann entschieden werden, ob es sich um eine defekte Diode oder ein defekten IGBT handelt.

Wird noch einmal Bild 6.20 betrachtet, ist zu sehen, dass hier zunächst eine halb offene Phase detektiert wird, da  $s_{U_{ab}}^-$  und  $s_{U_{ca}}^+$  bis zum Zeitpunkt  $t = 1,1$  s nicht ausschlagen. Dies erklärt sich damit, dass zunächst beide Brückenarme der Phase durchlaufen werden müssen, um einen Fehler in beiden anzeigen zu können. Dass zunächst eine halb offene Phase angezeigt wird, ist für die Rekonfiguration nicht relevant, da bei einer halb offenen Phase die modellbasierte Regelung zwischen dem Modell der offenen Phase und dem Modell des fehlerfreien Systems wechseln muss. Das heißt, sobald eine halb offene Phase erkannt wird, wird das Modell mit einer offenen Phase zur Regelung verwendet und wenn daraufhin eine komplett offene Phase erkannt wird, wird einfach nicht mehr zum fehlerfreien Modell zurückgeschaltet.

Die Diagnose der offenen Phase ist ebenfalls mit den Strom-Merkmalen  $r_{i_i}^{+-}$  möglich. Bild 6.23 zeigt die gleiche Messung wie in Bild 6.21. Sowohl die halb offene als auch die komplett offene Phase c ist mit den Merkmalen erkennbar. Zur Diagnose muss neben dem Ausschlag der Merkmale auch auf die Amplitude der Merkmale geachtet werden. Die maximale Amplitude des Merkmals der betroffenen Phase ist doppelt so groß wie die Amplituden der anderen Phasen. Die Amplituden der Merkmale können bei einer komplett offenen Phase sich aber überschneiden, wie Bild 6.23 an den markierten Stellen zeigt. Dies macht die Diagnose mit den Strom-Merkmalen schwieriger als mit den Spannungs-Merkmalen, weshalb diese bevorzugt für die Diagnose eingesetzt werden. Zur Steigerung der Robustheit der Diagnose und zur Erweiterung des Arbeitsbereiches der Diagnose auf sehr kleine Sollströme kann die Diagnose durch die Strom-Merkmale ergänzt werden.



**Bild 6.22:** Fehlerdiagnose offene Phase: Deaktivierung des Schaltsignals des oberen IGBT's in Phase c zum Zeitpunkt  $t = 1$  s und nach Reaktivierens des oberen IGBT's Deaktivierung des unteren IGBT's zum Zeitpunkt  $t = 4,07$  s, bei einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und einem Sollstrom von 1 A. Die Merkmale  $r_{Uvw}^{+-}$  werden zusammen mit den Fehlerschwellen  $t_{U_h}$  und  $t_U$  zur Diagnose verwendet ( $t_U$  wird zur besseren Darstellung nicht mit angezeigt)



**Bild 6.23:** Fehlerdiagnose offene Phase mit Strom-Merkmalen  $r_{I_l}^{+-}$ : Gleiche Messung wie in Bild 6.21 mit zunächst halb und dann komplett offener Phase. Die Überschneidungen der Merkmale sind markiert

### 6.4.4 Isolation eines Windungsschlusses

Die Diagnose eines Windungsschlusses sollte möglichst frühzeitig geschehen, das heißt, der Fehler muss bei kleinen Fehlerstärken erkennbar und isolierbar sein. Um den Windungsschluss robust einer Phase zuzuordnen und ihn von der Entmagnetisierung zu isolieren, bedarf es sowohl der Stromsymptome als auch der Spannungssymptome, welche arbeitspunktabhängig zum Einsatz kommen. Genutzt werden die Symptome  $s_{\Delta I_l}^{+-}$ ,  $s_{I_l}^{+-}$ ,  $s_{|I|}$  sowie  $s_{U_{lv}}^{+-}$ . Die Fehler-Symptom-Tabelle 6.5 zeigt die für die Isolation genutzten Zusammenhänge. Hierbei wird ein Teil der Symptome für eine Strecke von  $\varphi_{el} = \pi$  rad gehalten, diese werden mittels  $\bar{s}_{I_l}^{+-}$ ,  $\bar{s}_{U_{lv}}^{+-}$  bzw.  $\bar{s}_{|I|}$  gekennzeichnet. Das Halten der Symptome ermöglicht die robuste Diagnose bei kleinen Fehlerstärken. Durch die

Abhängigkeit vom elektrischen Winkel  $\varphi_{el}$  und nicht von der Zeit kann die Diagnose unabhängig von der aktuellen Geschwindigkeit der Maschine durchgeführt werden. Die Abhängigkeit vom Rotorlagewinkelsensor ist unproblematisch, da ein Positionssensorfehler bereits ausgeschlossen wurde. Die Haltedauer von einer halben elektrischen Umdrehung begründet sich in den zu Grunde liegenden Merkmalen  $r_{I_i}$  und  $r_{U_{uv}}$ . Diese schwingen um den Nullpunkt mit einer Periode von  $2\pi$ , wie in Bild 6.15a zu sehen. Weiter geht das Merkmal  $r_{|I|}$  nur alle  $\pi$  rad gegen Null, wie im unteren Teil von Bild 6.15a zu erkennen ist.

**Tabelle 6.5:** Fehler-Symptom-Tabelle zur Isolation eines Windungsschlusses und einer Entmagnetisierung. Es ist zu beachten, dass die Symptome nicht alle unbedingt zum gleichen Zeitpunkt ausschlagen. Die ersten sechs Symptome sowie die zweiten sechs schlagen immer gleichzeitig aus. Die restlichen schlagen immer aus.

0: kein Ausschlag, 1: binäres Symptom schlägt aus

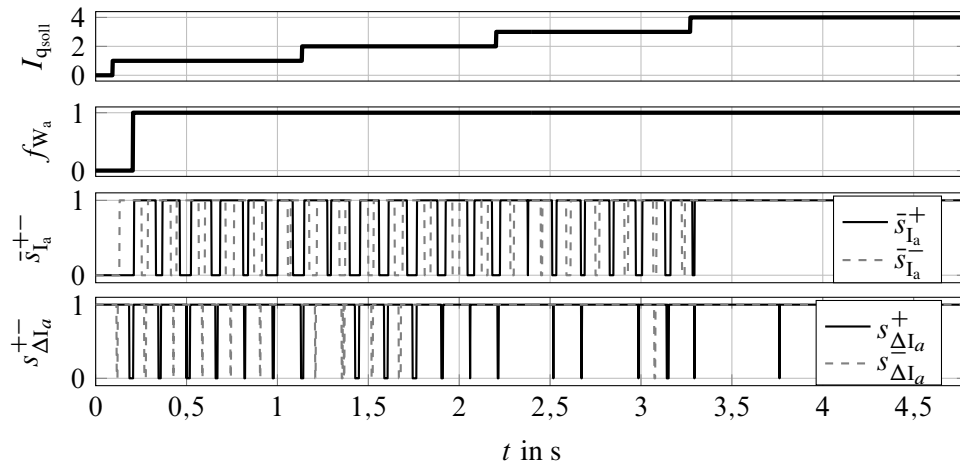
	$\bar{s}_{I_a}^+$	$s_{\Delta I_a}^+$	$\bar{s}_{I_b}^+$	$s_{\Delta I_b}^+$	$\bar{s}_{I_c}^+$	$s_{\Delta I_c}^+$	$\bar{s}_{I_a}^-$	$s_{\Delta I_a}^-$	$\bar{s}_{I_b}^-$	$s_{\Delta I_b}^-$	$\bar{s}_{I_c}^-$	$s_{\Delta I_c}^-$	$\bar{s}_{U_{ab}}^+$	$\bar{s}_{U_{ab}}^-$	$\bar{s}_{U_{bc}}^+$	$\bar{s}_{U_{bc}}^-$	$\bar{s}_{U_{ca}}^+$	$\bar{s}_{U_{ca}}^-$	$\bar{s}_{ I }$
$f_{W_a}$	1	1	d	0	d	0	1	1	d	0	d	0	d	d	0	0	d	d	1
$f_{W_b}$	d	0	1	1	d	0	d	0	1	1	d	0	d	d	d	d	0	0	1
$f_{W_c}$	d	0	d	0	1	1	d	0	d	0	1	1	0	0	d	d	d	d	1
$f_{De}$	1	d	1	d	1	d	1	d	1	d	1	d	1	1	1	1	1	1	0

Bei genauerer Betrachtung von Tabelle 6.5 zeigt sich, dass eine Isolation eines Windungsschlusses von einer Entmagnetisierung mittels der Symptome  $\bar{s}_{U_{uv}}^{+-}$  möglich ist. Da diese nicht so sensitiv sind wie die Symptome  $\bar{s}_{I_i}^{+-}$  und  $s_{\Delta I_i}^{+-}$ , wird für die Isolation bei kleinen Fehlerstärken das Symptom  $\bar{s}_{|I|}$  verwendet. Bei größeren Fehlerstärken bei hohen Strömen sowie bei schnellen Geschwindigkeiten müsste die Fehlerschwelle von  $\bar{s}_{|I|}$  adaptiert werden. Um dies zu vermeiden, werden für die Isolation dann die Symptome  $\bar{s}_{U_{uv}}^{+-}$  verwendet. Für die Entscheidung welche Symptome genutzt werden, kann die maximale Amplitude von  $r_{I_i}^{+-}$  genutzt werden. Um eine Fehldetektion zu vermeiden bei einer Entmagnetisierung mit geringer Fehlerstärke, muss ein erkannter Windungsschluss für mindestens eine Strecke von  $\frac{2}{3}\pi$  rad des elektrischen Winkels  $\varphi_{el}$  bestehen, bevor er als erkannt angezeigt wird. Die Fehlerdiagnose ist so in der Lage Windungsschlüsse mit geringen Fehlerstärken zu erkennen und zu isolieren. Bild 6.24 zeigt, dass ein Windungsschluss von 7 % der Windungen in allen Arbeitspunkten der Messung dauerhaft erkannt werden kann.

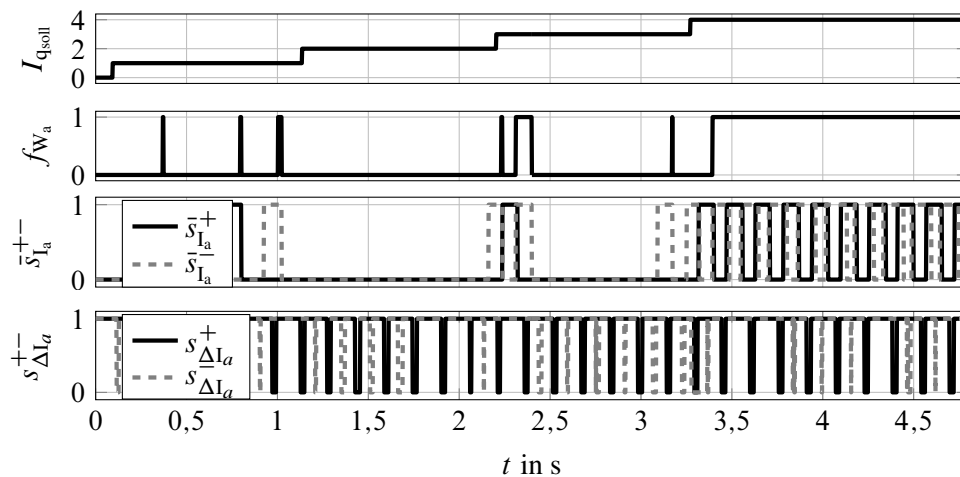
Wird die gleiche Messung mit einem Windungsschluss von 4 % der Windungen in Bild 6.25 betrachtet, zeigt sich, dass der Fehler nicht in allen Arbeitspunkten erkennbar ist, aber bei ausreichender Stromstärke. Da eine so geringe Fehlerstärke durch eine robuste Regelung leicht zu kompensieren ist, ist die erkennbare Fehlerstärke mehr als ausreichend.

### 6.4.5 Isolation einer Entmagnetisierung

Nachdem alle anderen angenommenen Fehler ausgeschlossen wurden, muss eine Entmagnetisierung nur noch plausibilisiert werden. Hierfür werden die gehaltenen Symptome  $\bar{s}_{I_i}^{+-}$  und  $\bar{s}_{U_{uv}}^{+-}$  verwendet, wie in der Fehler-Symptom-Tabelle 6.5 gezeigt. Zur Isolierung der Entmagnetisierung von einem Windungsschluss wird zusätzlich  $\bar{s}_{|I|}$  verwendet, wie bereits in Abschnitt 6.4.4

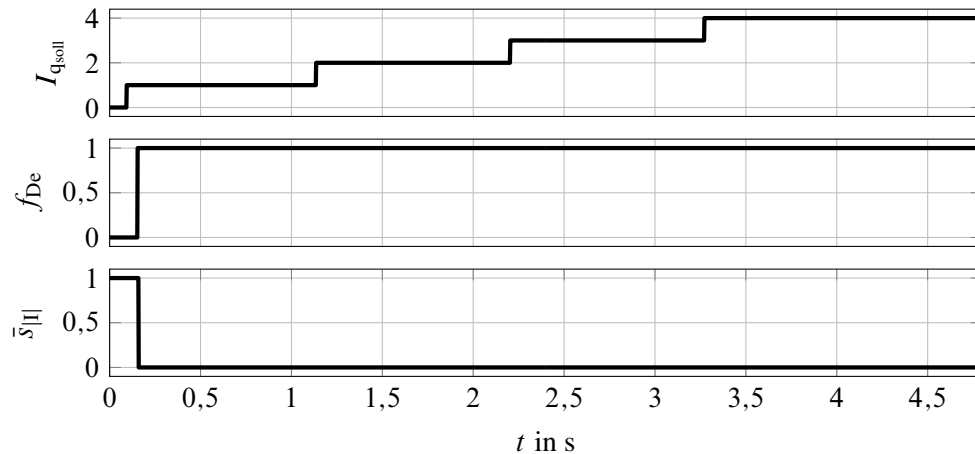


**Bild 6.24:** Fehlerdiagnose Windungsschluss in Phase a: Messung mit einer Drehzahl von  $\omega = 10 \text{ rad/s}$  und  $I_q$ -Sprüngen von 0 – 4 A. Der Windungsschluss beläuft sich auf 7 % der Windungen. Der Fehler ist in der kompletten Messung detektierbar und isolierbar

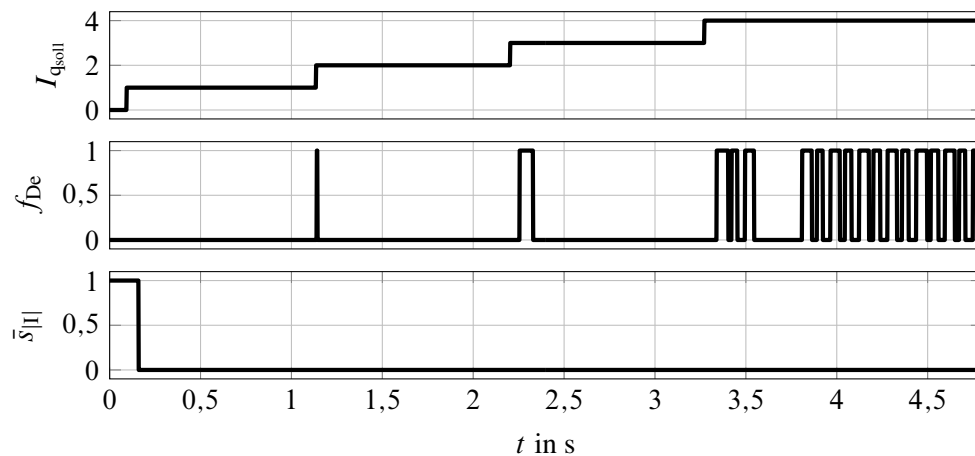


**Bild 6.25:** Fehlerdiagnose Windungsschluss in Phase a: Gleiche Messung wie in Bild 6.24. Der Windungsschluss beläuft sich auf 4 % der Windungen. Der Fehler ist nicht in der kompletten Messung detektierbar und isolierbar

beschrieben. Wie beim Windungsschluss ist die Diagnose der Entmagnetisierung stark von der Stromstärke und der Geschwindigkeit abhängig. Um einen Eingriff in die Hardware zu vermeiden, wird die Entmagnetisierung im Folgenden künstlich im Modell erzeugt. Bild 6.26 zeigt eine Entmagnetisierung von 7 %, die in allen Arbeitspunkten erkannt wird. Bild 6.27 hingegen zeigt eine Entmagnetisierung von 4 %, die bei der gleichen Messung nicht mehr dauerhaft erkannt werden kann. Wie bei den Windungsschlüssen ist die erkennbare Fehlerstärke mehr als ausreichend und bereits eine robuste Regelung reicht aus, um solch geringe Fehlerstärken zu kompensieren.



**Bild 6.26:** Fehlerdiagnose Entmagnetisierung: Messung mit einer Drehzahl von  $\omega = 10$  rad/s und  $I_q$ -Sprüngen von 0 – 4 A. Die Entmagnetisierung beträgt 7 %. Der Fehler ist in der kompletten Messung detektierbar und isolierbar



**Bild 6.27:** Fehlerdiagnose Entmagnetisierung: Gleiche Messung wie in Bild 6.26. Die Entmagnetisierung beträgt 4 %. Der Fehler ist nicht in der kompletten Messung detektierbar und isolierbar

#### 6.4.6 Isolation von Lenkwinkel- und Drehmomentensensorfehler

Durch die vorgelagerte Fehlerdiagnose des EPS Motors kann im Folgenden der Rotorlagewinkel  $\varphi$  als fehlerfrei angesehen werden. Dadurch lassen sich mit den Symptomen  $s_T$  und  $s_{\varphi_n}$  die Fehler im Lenkwinkelsensor  $f_{\varphi_{Le}}$  und in den Drehmomentensensoren  $f_{T_{SCn}}$  isolieren. Eine Unterscheidung zwischen Offset- und Verstärkungsfehler wird hier nicht gemacht. Die Fehler-Symptom-Tabelle 6.6 zeigt, wie die Fehler voneinander isoliert werden können.

**Tabelle 6.6:** Fehler-Symptom-Tabelle zur Isolation von Lenkwinkel- und Drehmomentensensorfehlern

0: kein Ausschlag, 1: binäres Symptom schlägt aus

	$s_T$	$s_{\varphi_1}$	$s_{\varphi_2}$
$f_{\varphi_{Le}}$	0	1	1
$f_{T_{SC1}}$	1	1	0
$f_{T_{SC2}}$	1	0	1

## 6.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird die neu entwickelte modellbasierte Online-Fehlerdiagnose vorgestellt und validiert. Die Diagnose wird so ausgelegt, dass es zu keinen Fehlausschlägen in den gesamten Validierungsmessungen kommt. Die Diagnose hat ihren Schwerpunkt auf den elektrischen Fehlern, da die Mechanik nach [15] in der Automobilindustrie als sicher gilt. In der Literatur finden sich zu meist Verfahren die entweder nur eine Fehlerart annehmen, wie z.B. in [3], wo nur eine offene Phase angenommen wird oder zumindest teilweise spezielle Testsignale benötigen um alle Fehler zu erkennen, wie z.B. in [99]. Das vorgestellte Verfahren hingegen bietet einen ganzheitlichen Ansatz, der alle angenommenen Fehler im laufenden Betrieb erkennt und isoliert. Dafür werden lediglich zwölf Residuen benötigt, welche teilweise im Regelungskonzept ebenfalls Verwendung finden und somit eine verhältnismäßig geringe Rechenleistung benötigen. Durch die exakte Modellierung ist eine Früherkennung mit kleinen Fehlerschwellen möglich, die robust im geschlossenen Regelkreis und selbst bei dynamischen Zuständen funktioniert.

Durch die Anwendung der Parameterschätzung auf das Sternpunktresiduum lassen sich in allen kritischen Arbeitspunkten bereits sehr kleine Stromsensorfehler detektieren. Hierbei hat sich bei der Einstellung des Vergessenheitsfaktors ein Trade-Off zwischen Isolierbarkeit und Detektionsgeschwindigkeit ergeben. Dieser Trade-Off kann durch die Adaption des Vergessenheitsfaktors gelöst werden. Somit können die Fehler schnell detektiert werden und auch bei kleinen Fehlerstärken gut isoliert werden. Um eine maximale Geschwindigkeit bei der Diagnose der Stromsensorfehler zu ermöglichen, hat sich gezeigt, dass zunächst die Phasenzuordnung diagnostiziert werden sollte und anschließend der Fehlertyp.

So ist es generell für die Diagnosegeschwindigkeit essenziell, dass die Merkmale richtig kombiniert werden. Diese liefern teilweise redundante Ergebnisse bei unterschiedlichen Diagnosegeschwindigkeiten und Robustheit. Es liefern insbesondere die Symptome  $s_{I_t}^{+-}$  und  $s_{U_{lv}}^{+-}$  redundante Ergebnisse, welche zur Robustheitssteigerung genutzt werden können.

Eine weitere Besonderheit der entwickelten Fehlerdiagnose ist die beschriebene Flankenfilterung der Residuen. Diese ermöglicht es, die gleichen Informationen und mehr aus den Residuen zu gewinnen, wie die Mittelwert- und Varianzbildung in [99]. Da nur fallende Flanken gefiltert werden ist die Zeitdauer bis die Informationen zur Verfügung stehen wesentlich kleiner. Weitere Vorteile sind, dass die Merkmale bei Offsets abhängig vom Offset teilweise gegen den definierten Zustand Null laufen, was die Diagnose erleichtert. Weiter sind die Merkmale so zunächst unabhängig vom

gemessenen Rotorlagewinkel. Das spätere Halten der Merkmalpeaks bzw. Symptomausschläge geschieht erst nach Ausschluss eines Fehlers im Positionssensor und bietet die gleichen Vorteile, wie die Merkmale über dem Winkel zu betrachten. Das Halten ermöglicht es noch kleinere Fehlerstärken zu erkennen und wirkt sich hauptsächlich bei kleinen Drehzahlen aus. Um die Fehlerdiagnose bei sehr kleinen Strömen betreiben zu können, müsste die Diagnoselogik für diesen Arbeitsbereich angepasst werden und um dann die bisherige Robustheit beizubehalten, wird in diesem Bereich nur eine geringere Diagnosetiefe möglich sein.

Die Fehlerdiagnose von Lenkwinkelsensor und Drehmomentensensor konnte nur bedingt validiert werden, da am Prüfstand aus Abschnitt 2.1 keine Drehmomentenmessung zur Verfügung steht und an der Lenkstange lediglich ein Lenkwinkelsensor angeschlossen ist und somit kein Gegenmoment erzeugt werden kann. Die erfolgten Messungen ohne Berücksichtigung des Drehmomentensensors sind vielversprechend.

Abschließend lässt sich sagen, dass die Fehlerdiagnose wesentlich schneller ist als die 25 ms, die in Kapitel 5 für die Fehlerdiagnose als maximal zur Verfügung stehend identifiziert wurden. Das frühzeitige Erkennen von Fehlern, ermöglicht eine minimalinvasive Rekonfiguration des Systems, so dass ein Ruck in der Lenkung vermieden werden kann.

---

## 7 Rekonfiguration eines permanenterregten Synchronmotors

---

In diesem Kapitel soll auf die Rekonfigurationsmöglichkeiten einer nicht redundanten permanenterregten Synchronmaschine eingegangen werden. Es wird gezeigt, dass einige Fehler auch ohne redundanten Motor mittels einer Rekonfiguration tolerierbar sind. Hierfür kommt eine adaptive IMC (Internal Model Control) zum Einsatz. Wird ein Fehler von der Diagnose erkannt, können die relevanten Modellparameter in der Regelung adaptiert werden, um so eine bestmögliche Regelung sicherzustellen, die die Funktionsfähigkeit des Systems zumindest in einem degradierten Umfang aufrechterhält.

---

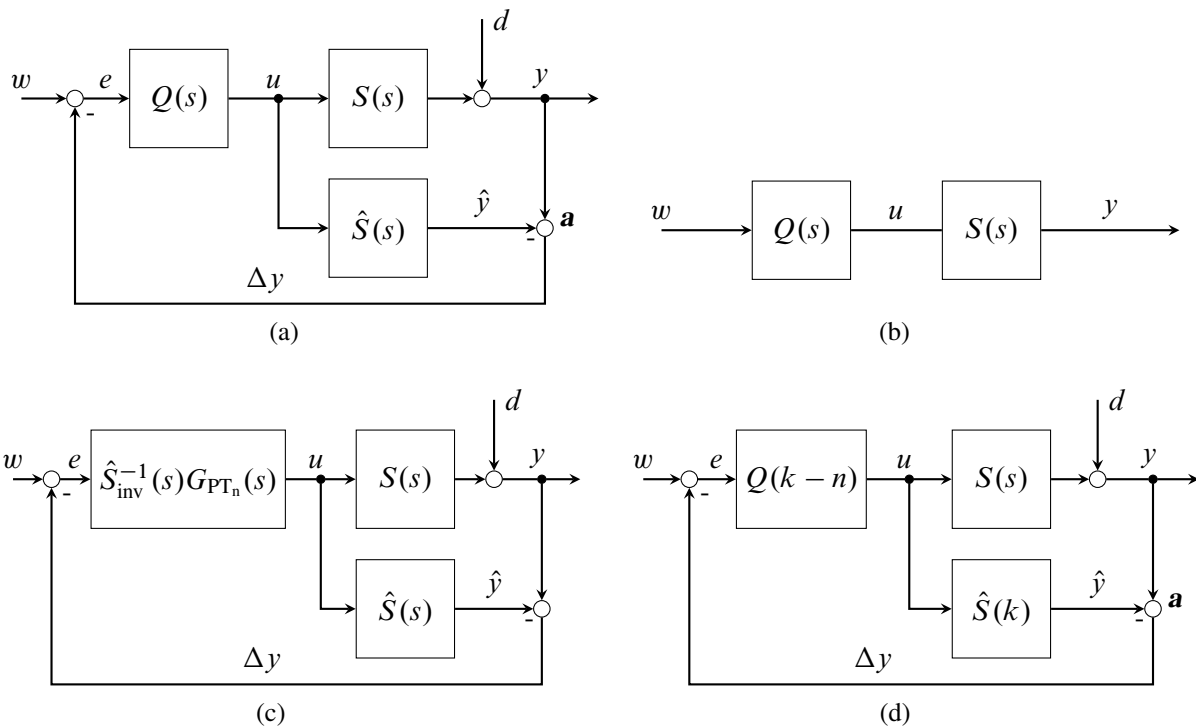
### 7.1 Klassische Stromregelung

Das von der EPS benötigte Moment lässt sich über eine Stromregelung einregeln, da der rotorfeste momentenbildende Strom  $I_q$  proportional zum abgegebenen Moment einer PMSM ist, siehe hierzu Gleichung (3.37). Typischerweise erfolgt die Stromregelung mit Hilfe eines PI-Reglers im rotorfesten Koordinaten, da sich hier gut zu regelnde Gleichgrößen ergeben. Die Regelung ist somit stark vom gemessenen Rotorlagewinkel abhängig. Um die PI-Regelung auszulegen, werden Motor und Umrichter typischerweise jeweils als Verzögerungsglied erster Ordnung angenommen [80]. Über das Betragsoptimum lässt sich so ein linearer Regler auslegen [81]. Um die Verluste klein zu halten und die Ausregelung des  $I_q$ -Stroms zu verbessern, werden  $I_d$  und  $I_q$  mittels einer Vorsteuerung entkoppelt [81]. Diese hängt von der Flussverkettung und der Rotorlage ab und kompensiert die durch den drehenden Rotor erzeugte induzierte Spannung. Siehe hierzu auch [43]

Dem gegenüber wird hier eine Internal Model Control (IMC) Struktur vorgestellt. Dieser modellbasierte Ansatz bietet eine Vielzahl von Vorteilen gegenüber einer PI-Regelung, wie z.B. die leichtere Adaption. Diese Vorteile sollen im Folgenden herausgearbeitet werden.

### 7.2 Grundlagen Internal Model Control

Die IMC-Struktur ist in Bild 7.1a dargestellt. Hierbei ist  $S(s)$  das zu regelnde System und  $\hat{S}(s)$  das Systemmodell.  $Q(s)$  wird im Folgenden als IMC-Regler bezeichnet. Wird zunächst angenommen, dass das Systemmodell  $\hat{S}(s)$  exakt mit dem Prozess  $S(s)$  übereinstimmt und keine Störungen  $d(s)$  auf das System wirken, geht die IMC-Struktur in eine Steuerung durch  $Q(s)$  über, da sich am



**Bild 7.1:** Internal Model Control: a) Allgemeine Struktur b) Vorsteuerstruktur c) Kontinuierliche Struktur d) Diskrete Struktur

Summationspunkt  $a$  in Bild 7.1a eine Differenz von Null ergibt. Mit der Annahme eines idealen Systemmodells  $\hat{S}(s)$  lässt sich mit

$$Q_{\text{ideal}}(s) = \frac{1}{\hat{S}(s)} \quad (7.1)$$

eine ideale Steuerung entwerfen unter der Voraussetzung, dass  $\hat{S}(s)$  invertierbar ist. Dies wird in Bild 7.1b gezeigt. Um Modellierungsfehler und Störungen ausregeln zu können, wird der Modellfehler  $\Delta y$  zurückgeführt. Damit die Rückführung zu einer stationären Genauigkeit führt, muss sichergestellt sein, dass im stationären Endwert

$$\lim_{s \rightarrow 0} Q(s)S(s) = 1 \quad (7.2)$$

gilt [31]. Der geschlossene Regelkreis ist nur stabil, wenn sowohl  $S(s)$  als auch  $Q(s)$  stabil sind [23]. Das bedeutet eine einfache Invertierung des Prozessmodells  $\hat{S}(s)$  für  $Q(s)$  ist nicht möglich, da bei einem realen System dann die Anzahl der Nullstellen die Anzahl der Pole übersteigt und somit ist  $\hat{S}^{-1}(s)$  nicht kausal bzw. realisierbar.  $Q(s)$  wird daher typischerweise mit einem Verzögerungsglied  $n$ -ter Ordnung  $G_{\text{PT}_n}$  kausalisiert. Dabei ist  $n$  die Differenz der Anzahl von Polen und Nullstellen des Systems. Weiter kann  $\hat{S}(s)$  nicht invertierbare Anteile besitzen, wie z.B. eine Totzeit, weshalb  $\hat{S}$  in ein invertierbaren Teil  $\hat{S}_{\text{inv}}(s)$  und einen nicht invertierbaren Teil  $\hat{S}_{\text{T}}(s)$  aufgeteilt wird

$$\hat{S}(s) = \hat{S}_{\text{inv}}(s)\hat{S}_{\text{T}}(s). \quad (7.3)$$

$Q(s)$  ergibt sich dann zu [31]

$$Q(s) = \hat{S}_{\text{inv}}(s)G_{\text{PT}_n}(s). \quad (7.4)$$

Dabei darf  $\hat{S}_{\text{inv}}$  auch Nichtlinearitäten beinhalten. Wird die Analogie zu einer exakten Linearisierung [2] betrachtet, zeigt sich, dass die Regelgüte stark von der Modellgüte abhängt. Es ergibt sich damit die Struktur in Bild 7.1c.

Wird der IMC-Regler in diskreter Zeit betrachtet kann, wenn gewünscht, auf das Verzögerungsglied zur Kausalisierung verzichtet werden, wenn  $Q(k)$  um  $n$  Abtastschritte verzögert wird

$$Q(k - n) = \hat{S}_{\text{inv}}^{-1}(k - n). \quad (7.5)$$

$Q(k - n)$  stellt dann den IMC-Regler mit der schnellst möglichen Einstellzeit dar, wie sich aus der Analogie zum Deadbeat-Regler [62] an dieser Stelle schließen lässt. Diese Analogie heißt wiederum, dass der zu regelnde Prozess asymptotisch stabil sein muss. Die diskrete IMC-Struktur wird in Bild 7.1d gezeigt.

### 7.3 Regelung einer PMSM mittels IMC

Die zeitdiskrete Variante des IMC-Reglers wird auf Basis der Modellgleichungen aus Kapitel 3 implementiert, die ebenfalls für die Fehlerdiagnose verwendet werden. Hierdurch lässt sich die benötigte Rechenleistung reduzieren. Die PMSM besitzt eine  $\text{PT}_1$ -Charakteristik. Somit ist das System asymptotisch stabil und der diskrete IMC-Regler  $Q(k - 1)$  kann verwendet werden. Dabei soll die eigentliche Regelung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten stattfinden. Dies bietet verschiedene Vorteile:

- Sinkender Rechenaufwand, da nur die Sollwertvorgabe mittels inverser Park-Transformation transformiert werden muss.
- Eine geringere Fehlerfortpflanzung, da sich Winkelfehler nicht über die Park-Transformation auf die Zustände auswirken können.
- Eine genauere Kompensation der Verkopplung der Ströme durch die induzierte Spannung ist möglich.
- Die Adaption im Fehlerfall vereinfacht sich, da die Fehler nicht Park-transformiert werden müssen.

Der Regler  $Q$  hat die Regelgrößen  $I_\alpha$  sowie  $I_\beta$  und die Stellgrößen  $q_\alpha$  sowie  $q_\beta$  und somit die Struktur  $\mathbf{u} = Q(\mathbf{e})$  mit

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} \text{ und } \mathbf{e} = \begin{bmatrix} I_{\alpha\text{soll}} - \Delta I_\alpha \\ I_{\beta\text{soll}} - \Delta I_\beta \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

Die Regelung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten ist nur möglich, da kein Verzögerungsglied für den Regler zum Einsatz kommt. Da die  $\alpha\beta$ -Ströme in Abhängigkeit von der Rotordrehzahl schwingen, würde das  $PT_1$ -Glied, was zur Kausalisierung notwendig wäre, eine drehzahlabhängige Regelabweichung verursachen, die mit steigender Drehzahl größer wird.

Für das Systemmodell  $\hat{\mathbf{S}}(k)$  werden die diskretisierten Gleichungen (3.3), (3.12), (3.15), (3.35) und (A.2) verwendet. Zur Diskretisierung wird in der IMC-Struktur das explizite Euler Verfahren verwendet. Die als Eingang dienenden Schaltverhältnisse  $d_i$  werden, wie bei der Identifikation festgestellt, mit einer Totzeit von drei Taktzyklen auf das Systemmodell  $\hat{\mathbf{S}}(k)$  gegeben.

Der IMC-Regler  $\mathbf{Q}(k-1)$  ergibt sich aus dem invertierbaren Teil des Systemmodells, das heißt, die Totzeit wird nicht mit invertiert. Die in (3.35) dargestellten Eingangsspannungen  $U_\alpha$  und  $U_\beta$  ergeben sich aus der Clarke-Transformation (A.2) von Gleichung (3.3) zu

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} (d_a U_{DC} - U_{TG_a} - U_{VL_a}) - \frac{1}{3} (d_b U_{DC} - U_{TG_b} - U_{VL_b}) - \frac{1}{3} (d_c U_{DC} - U_{TG_c} - U_{VL_c}) \\ \frac{1}{\sqrt{3}} (d_b U_{DC} - U_{TG_b} - U_{VL_b}) - \frac{1}{\sqrt{3}} (d_c U_{DC} - U_{TG_c} - U_{VL_c}) \end{bmatrix}. \quad (7.7)$$

Die Mittelwertmodellanteile werden zu  $q_\alpha = \frac{U_{DC}}{3} (2d_a - d_b - d_c)$  und  $q_\beta = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} (d_b - d_c)$  zusammengefasst, welche den ideal zu stellenden Spannungen entsprechen. Anschließend wird (7.7) nach ihnen umgestellt

$$\begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{TG_a} + U_{VL_a} \\ U_{TG_b} + U_{VL_b} \\ U_{TG_c} + U_{VL_c} \end{bmatrix}. \quad (7.8)$$

Dann wird (3.35) nach  $U_\alpha$  und  $U_\beta$  umgestellt und in (7.8) eingesetzt

$$\begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L \frac{dI_\alpha}{dt} + RI_\alpha - \Psi_{PM} \omega_{el} \sin(\varphi_{el}) \\ \frac{3}{2} L \frac{dI_\beta}{dt} + RI_\beta + \Psi_{PM} \omega_{el} \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{TG_a} + U_{VL_a} \\ U_{TG_b} + U_{VL_b} \\ U_{TG_c} + U_{VL_c} \end{bmatrix}. \quad (7.9)$$

Wird (7.9) diskretisiert und um einen Abtastschritt verzögert, ergibt sich der IMC-Regler

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} q_\alpha(k-1) \\ q_\beta(k-1) \end{bmatrix} &= \overbrace{\frac{3L}{2T} \begin{bmatrix} I_\alpha(k) - I_\alpha(k-1) \\ I_\beta(k) - I_\beta(k-1) \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} I_\alpha(k-1) \\ I_\beta(k-1) \end{bmatrix} + \Psi_{PM} \omega_{el}(k-1) \begin{bmatrix} -\sin(\varphi_{el}(k-1)) \\ \cos(\varphi_{el}(k-1)) \end{bmatrix}}^{\mathbf{Q}_1(k-1)} \\ &+ \underbrace{\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{TG_a}(k-1, I_a) + U_{VL_a}(k-1, I_a) \\ U_{TG_b}(k-1, I_b) + U_{VL_b}(k-1, I_b) \\ U_{TG_c}(k-1, I_c) + U_{VL_c}(k-1, I_c) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Q}_2(k-1)} \\ &= \mathbf{Q}(k-1, I_\alpha, I_\beta, \varphi_{el}, \omega_{el}). \end{aligned} \quad (7.10)$$

Die Zusammenhänge der Eingangsgrößen von  $\mathbf{Q}(k-1)$  sind in Bild 7.2 verdeutlicht. Als Eingang ergeben sich somit  $I_\alpha(k)$  und  $I_\beta(k)$  sowie  $\omega_{el}(k)$  und  $\varphi_{el}(k)$ . Da  $U_{TG_i}(k)$  und  $U_{VL_i}(k)$  von den 3-Phasen Strömen  $I_i(k)$  abhängen, müssen die Ströme  $I_i(k)$  über die inverse Clarke-Transformation

(A.3) aus  $I_\alpha(k)$  und  $I_\beta(k)$  bestimmt werden.  $I_\alpha(k)$  und  $I_\beta(k)$  ergeben sich aus der Regeldifferenz  $\mathbf{e}$  aus Gleichung (7.6) zu

$$\begin{bmatrix} I_\alpha(k) \\ I_\beta(k) \end{bmatrix} = \mathbf{e}(k) = \begin{bmatrix} I_{\alpha\text{soll}}(k) - \Delta I_\alpha(k) \\ I_{\beta\text{soll}}(k) - \Delta I_\beta(k) \end{bmatrix}. \quad (7.11)$$

Die Sollgrößen in  $\alpha\beta$ -Koordinaten ergeben sich aus  $I_{d\text{soll}}$  und  $I_{q\text{soll}}$  mittels der inversen Park-Transformation (A.5). Diese braucht ebenfalls den elektrischen Winkel  $\varphi_{el}(k-1)$ . Durch die drei Abtastschritte Totzeit im System und die Verschiebung um einen Abtastschritt bei der Inversion des Modells sind die Messgrößen  $\varphi_{\text{mess}}$  und  $\omega_{\text{mess}}$ , die über die Polpaarzahl  $p$  in elektrische Größen umgerechnet werden können, um vier Takte gegenüber den Sollgrößen phasenverschoben. Um dies zu kompensieren, wird der gemessene elektrische Winkel angepasst. Es ergibt sich

$$\varphi_{el}(k-1) = p(\varphi_{\text{mess}}(k) + 4T\omega_{\text{mess}}(k)), \quad (7.12)$$

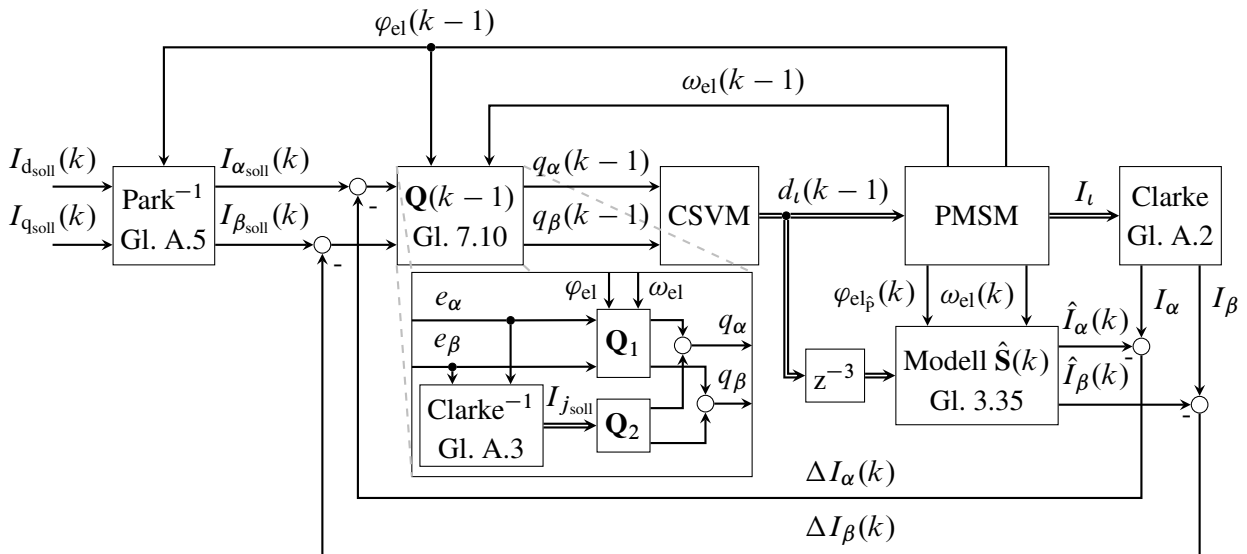
mit der Abtastzeit  $T$ . Da das Systemmodell  $\hat{\mathbf{S}}(k)$  bereits die Totzeit des Prozesses beinhaltet, muss der in das Modell eingehende elektrische Winkel nur um einen Abtastschritt angepasst werden

$$\varphi_{elp}(k) = p(\varphi_{\text{mess}}(k) + T\omega_{\text{mess}}(k)). \quad (7.13)$$

Der Fehler in der Geschwindigkeit wird vernachlässigt

$$\omega_{el}(k-1) = \omega_{el}(k) = p\omega_{\text{mess}}(k). \quad (7.14)$$

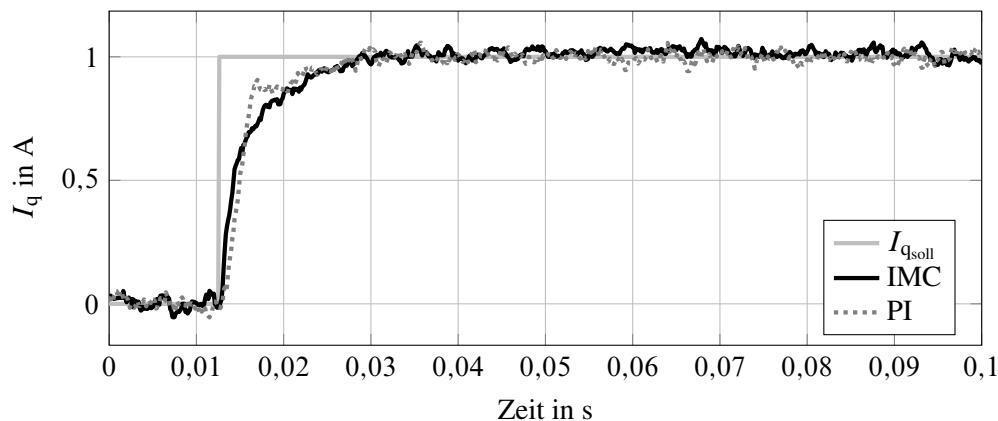
Die sich ergebenden Stellgrößen werden über eine Raumzeigermodulation in die Schaltverhältnisse  $d_i$  umgerechnet. Genauer wird eine kontinuierliche Raumzeigermodulation mit mittensymmetrischer Verteilung der Nullzeiger (Continuous Space Vektor Modulation, CSVM) verwendet [97]. Die sich ergebende Reglerstruktur wird in Bild 7.2 dargestellt.



**Bild 7.2:** Blockschaltbild der IMC zur Regelung der untersuchten PMSM  
CSVM: Continuous Space Vektor Modulation

### 7.3.1 Vergleich IMC mit PI-Regler

Die Regelgüte soll zunächst mittels einer Sprungantwort auf einen Sollwertsprung des Stroms  $I_{q\text{soll}}$  im Zeitbereich und mit einer Messung bei konstantem Moment und Drehzahl im Frequenzbereich analysiert werden. Bild 7.3 zeigt die Sprungantwort im Zeitbereich. Die Lastmaschine des Prüfstands 2.2 wird auf eine Drehzahl von  $\omega = 10 \text{ rad/s}$  geregelt und arbeitet gegen den Motor. Vergleichend dazu wird die Sprungantwort mit einer konventionellen PI-Regelung dargestellt. Der Stromsollwert ist nach 0,03 Sekunden mit beiden Regelungen eingeregelt. Es kommt zu keinem Überschwingen und beide Regelungen sind stationär genau. Die beiden Regelungen können im Zeitbereich im stationären Betrieb als gleich gut bezeichnet werden.

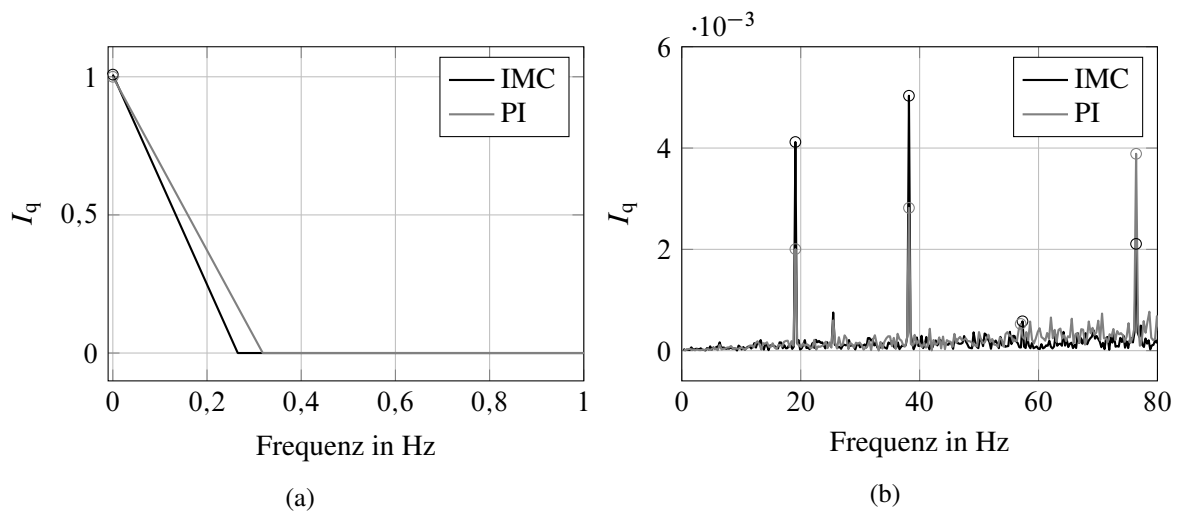


**Bild 7.3:** Sprungantwort eines Führungsgrößensprungs des  $I_q$ -Stroms mit IMC und PI-Regelung bei  $\omega = 10 \text{ rad/s}$  bzw.  $n = 95,5 \text{ U/min}$

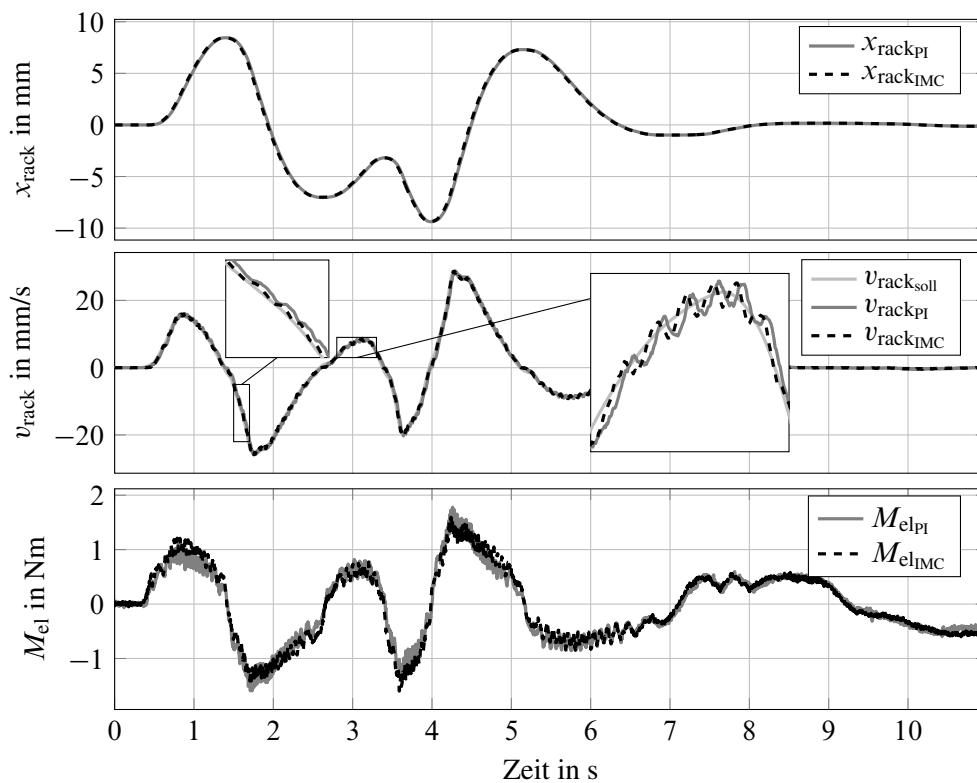
In Bild 7.4 ist die Messung im Frequenzbereich bei konstantem  $I_q = 1 \text{ A}$  und  $\omega = 10 \text{ rad/s}$  aufgetragen. Die typischerweise durch die Statornutung entstehenden Oberwellen 3., 6., 9. und 12. Ordnung lassen sich mit der IMC-Regelung gut unterdrücken. Ein möglichst Oberwellenfreies Moment ist wichtig für das Lenkgefühl. Die PI-Regelung unterdrückt die Oberwellen im Strom gleich gut, es zeigt sich aber in Bild 7.4b, dass sie allgemein stärker verrauscht ist als die IMC-Regelung.

Um das Regelungsverhalten in einem EPS-System zu untersuchen, werden die entstehenden Momenten- und Geschwindigkeitstrajektorien der Zahnstange bei einem Doppelspurwechsel bei  $75 \text{ km/h}$  in einer Fahrzeugsimulation generiert. Die Geschwindigkeitstrajektorie wird als Sollgröße der überlagerten Drehzahlregelung auf den Prüfstandmotor aufgeschaltet und die Momententrajektorie auf den Lastaktor von Prüfstand 2.2. Die ergebende Zahnstangenposition, -geschwindigkeit sowie das elektrische Moment am Motor werden in Bild 7.5 unter der Verwendung der IMC-Regelung sowie der PI-Regelung des Stroms gezeigt. Die überlagerte PI-Drehzahlregelung des Motors, welche in Bild 2.4 gezeigt wird, ist für beide Anordnungen dieselbe.

Die IMC-Regelung schafft einen glatteren Momentenverlauf als die PI-Regelung. Wird die Solltrajektorie der Zahnstangengeschwindigkeit mit der Isttrajektorie verglichen, zeigt sich, dass die IMC-Regelung schneller ist als die PI-Regelung. Die Überlegenheit der IMC-Regelung im dynamischen Betrieb gegenüber der PI-Regelung lässt sich mit dem genaueren Modell begründen, das



**Bild 7.4:** Frequenzanalyse des  $I_q$ -Stroms für  $I_{q\text{soll}} = 1 \text{ A} = \text{const}$  und  $\omega = 10 \text{ rad/s}$  mit einer IMC- und einer PI-Regelung: a) Betrachtung des Gleichanteils b) Betrachtung der Oberwellen



**Bild 7.5:** Doppelspurwechsel bei 75 km/h mit geregeltm Strom. Gezeigt wird die sich ergebende Zahnstangenposition, die eingeregelte Zahnstangengeschwindigkeit sowie das sich dabei ergebende elektrische Moment am Motor

für die Regelung bei der IMC verwendet wird.

**Anmerkung:** Eine möglichst geringe Momentenwelligkeit ist nach [59] wichtig für die Fahr-sicherheit und den -komfort. Wird das in Abschnitt 3.1.3 identifizierte Oberwellenmodell für die Regelung verwendet, kann diese weiter verbessert werden. Durch die Nutöffnungen treten im Moment noch zusätzliche Oberwellen auf. Die sogenannten Rastmomente lassen sich ebenfalls kompensieren. Da dies nicht direkt zur Fehlertoleranz beiträgt, sondern nur für ein besseres Lenkgefühl sorgt wird dies im Anhang A.5 behandelt.

## 7.4 Adaption im Fehlerfall

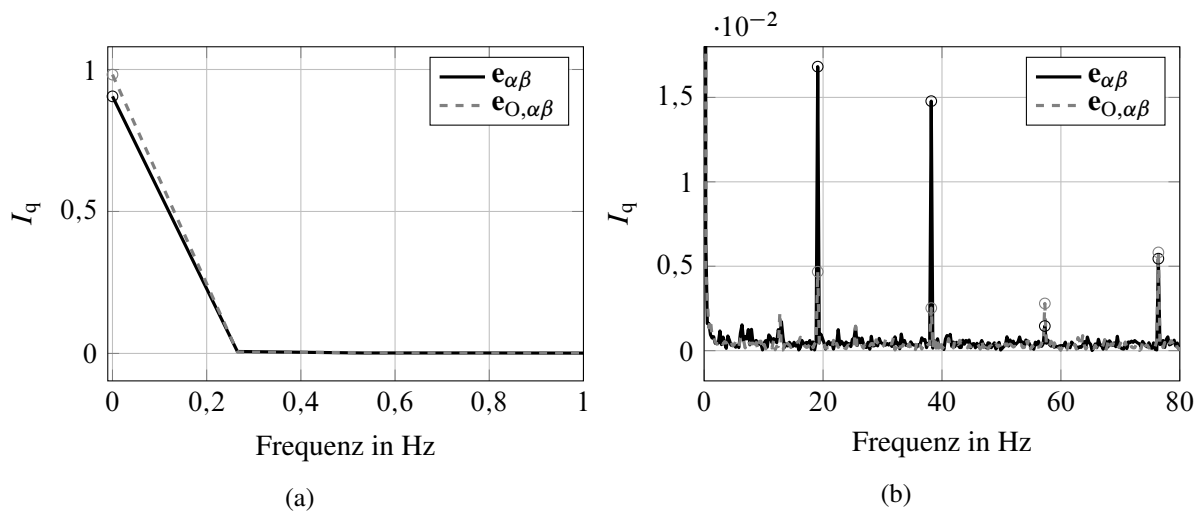
Die IMC-Struktur bietet den großen Vorteil, dass sie leicht adaptierbar ist. Dies kommt durch das interne Modell. Die durch einen Fehler verursachten Parameteränderungen können direkt im Modell und der Modellinversion im IMC-Regler angepasst werden, wodurch sich die Regelgüte verbessern lässt. Dies kann auch genutzt werden, um die Regelgüte zu verbessern bei betrieb-spunktabhängigen Parametern, wie z.B einen temperaturabhängigen Wicklungswiderstand. Dies soll im Folgenden aber nicht vertieft werden, da der Schwerpunkt hier auf der Adaption im Fehlerfall liegt. Im Fall eines Sensorfehlers lässt sich die IMC-Struktur ebenfalls adaptieren. Fällt ein Sensorsignal aus, muss lediglich die Rückführung des Modellfehlers  $\Delta y$  des betroffenen Sensors deaktiviert werden. Der Teil des IMC-Reglers ohne Rückführung geht automatisch in eine Steuerung über. Es werden die folgenden Fehler und ihre Adaptierbarkeit betrachtet:

- Stromsensorfehler
- Entmagnetisierung
- Windungsschluss
- Offene Phase

### 7.4.1 Stromsensorfehler

Im Abschnitt 9.5 wird gezeigt, dass die Ströme geschätzt werden können, solange die Rotorlage-winkel- und eine Strommessung verfügbar sind. Auf Grund des Aufbaus der IMC-Struktur bietet sie eine weitere Möglichkeit die Fehler der Stromsensoren zu tolerieren. Durch das Auftrennen der Rückführung des Modellfehlers des betroffenen Sensors geht die IMC-Struktur in eine Steue-rung über, während die anderen Phasen weiter geregelt werden können. Das funktioniert ebenfalls, wenn alle Strommessungen ausfallen, wie im Folgenden gezeigt wird. Die IMC-Struktur geht in eine reine Steuerung über, da die Rückführungen  $\Delta I_\alpha$  und  $\Delta I_\beta$  in Bild 7.2 aufgetrennt werden.

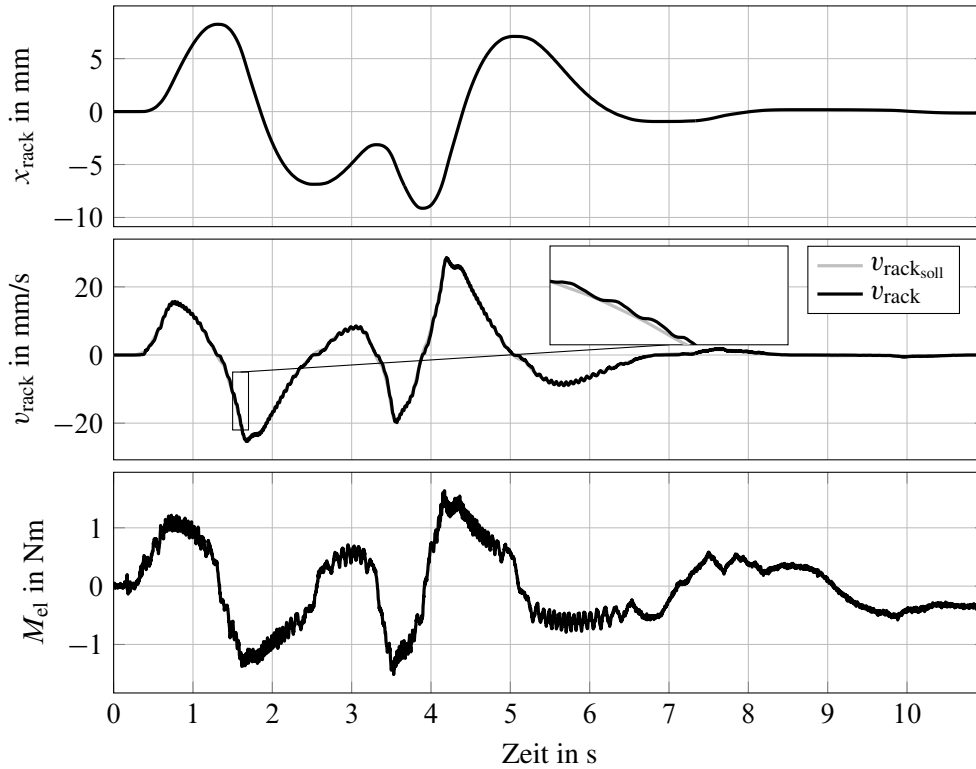
Wird die gesteuerte Maschine im Frequenzbereich betrachtet, zeigt sich, dass die Steuerung zu stärkeren Oberwellen führt und die stationäre Genauigkeit abnimmt, wie in Bild 7.6 zu sehen ist,



**Bild 7.6:** Frequenzanalyse des  $I_q$ -Stroms für  $I_{q\text{sol}} = 1 \text{ A}$  und  $\omega = 10 \text{ rad/s}$  mit der sich aus der IMC-Struktur ergebenden Steuerung bei der Auftrennung der Rückführung unter Verwendung von  $e_l$  und dem oberwellenbehafteten  $e_{O,l}$ :

a) Betrachtung des Gleichanteils b) Betrachtung der Oberwellen

im Vergleich zur geregelten Maschine in Bild 7.4. Die Oberwellen werden von den Schwankungen in der Flussverkettung in Abhängigkeit von der Rotorlage erzeugt, was zu Schwankungen in der induzierten Spannung führt, wie in Abschnitt 3.1.2 beschrieben. Die sich im  $I_q$ -Strom ergebenden Oberwellen 3., 6., 9. und 12. Ordnung entstehen durch die Transformation in rotorfeste Koordinaten. Die Oberwellen sind im Moment und damit verbunden in der Drehzahl zu erkennen. Wird anstatt der induzierten Spannung  $e_{\alpha\beta}$  die in Abschnitt 3.1.3 identifizierte und mit einer Fourier Reihe angenäherten induzierte Spannung  $e_{O,\alpha\beta}$  für die Steuerung verwendet, können die Oberwellen ausgeglichen werden und die stationäre Genauigkeit verbessert werden, wie in Bild 7.6 zu sehen ist. Wird der in Bild 7.6a dargestellte Gleichanteil betrachtet, zeigt sich eine leichte Abweichung vom Sollwert. Diese stationäre Ungenauigkeit ist auf nicht genaue Parameter zurückzuführen, was z.B. durch das Erwärmen der Maschine passieren kann, wodurch sich der Widerstand  $R$  ändert. Die auftretende Abweichung ist aber gering und kann im Zweifel von einer überlagerten Regelung ausgeglichen werden. Dies wird in Bild 7.7 gezeigt. Hier werden wie in Bild 7.5 die Geschwindigkeits- und Momententrajektorie abgefahren, die bei einem Doppelspurwechsel entstehen. Der Motor ist dabei drehzahl geregelt mit der unterlagerten Stromsteuerung und der Lastmotor erzeugt die Momententrajektorie. Die Drehzahlregelung, die durch die gleiche PI-Regelung realisiert ist wie beim geregelten Strom, kann die entstehende Abweichung im Strom durch die Erhöhung des Sollwertes ausgleichen. Wird  $x_{\text{rack}}$  der Steuerung in Bild 7.7 mit dem der Regelung in 7.5 verglichen, zeigt sich, dass der Doppelspurwechsel genau so gut mit der Steuerung abgefahren werden kann wie mit der Regelung, solange das Motormodell genau ist.



**Bild 7.7:** Doppelspurwechsel bei 75 km/h mit gesteuertem Strom. Gezeigt wird die sich ergebende Zahnstangenposition, die eingeregelte Zahnstangengeschwindigkeit sowie das sich dabei ergebende elektrische Moment am Motor

## 7.4.2 Entmagnetisierung

Eine Entmagnetisierung wirkt sich auf die Flussverkettung aus, wie in Abschnitt 6.2 beschrieben. Gleichung (6.8) zeigt den beschriebenen Zusammenhang im 3-Phasen System. Da der Regler in  $\alpha\beta$ -Koordinaten arbeitet, muss der Fehler  $f_{De}$  eigentlich transformiert werden. Durch die symmetrische Auswirkung auf alle drei Phasen des Fehlers wirkt er sich in  $\alpha\beta$ -Koordinaten gleich aus.  $f_{De}$  ist invariant gegenüber der Clarke-Transformation (A.2).

In der IMC-Struktur muss  $\Psi_{PM}$  in der diskretisierten Gleichung (3.35) und in Gleichung (7.10) zu  $f_{De}$   $\Psi_{PM}$  adaptiert werden.  $f_{De}$  lässt sich mittels eines RLS-Algorithmus schätzen, wie er in Abschnitt 6.1.2 beschrieben wird. Zur Schätzung wird ebenfalls die diskretisierte Gleichung (3.35) verwendet und in die benötigte Form

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} U_{\alpha}(k-1) - RI_{\alpha_{\text{filt}}}(k-1) - \frac{3}{2}L \frac{I_{\alpha_{\text{filt}}}(k) - I_{\alpha_{\text{filt}}}(k-1)}{T_{\text{est}}} \\ U_{\beta}(k-1) - RI_{\beta_{\text{filt}}}(k-1) - \frac{3}{2}L \frac{I_{\beta_{\text{filt}}}(k) - I_{\beta_{\text{filt}}}(k-1)}{T_{\text{est}}} \end{bmatrix}$$

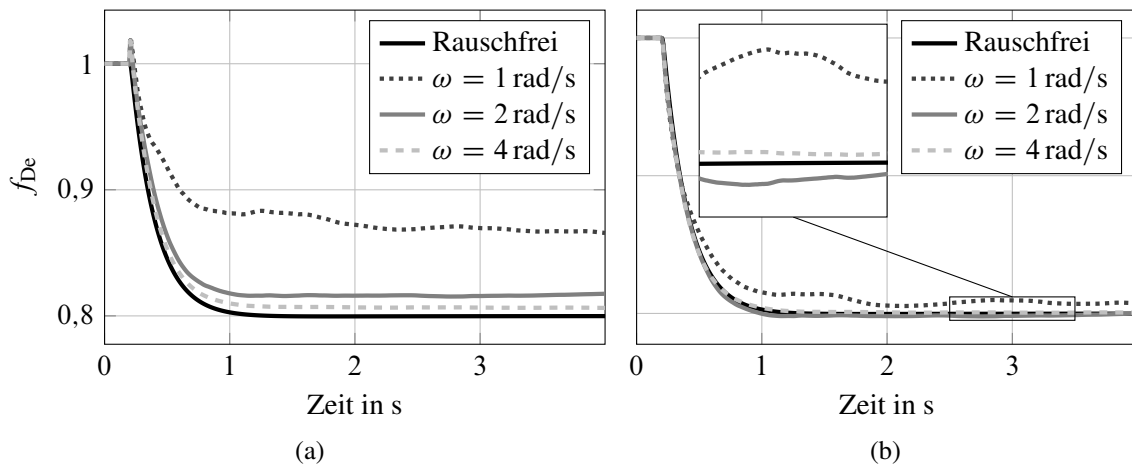
$$\Psi = \frac{\varphi_{\text{el}}(k) - \varphi_{\text{el}}(k-1)}{T_{\text{est}}} \Psi_{\text{PM}} \begin{bmatrix} -\sin(\varphi_{\text{el}}(k-1)) \\ \cos(\varphi_{\text{el}}(k-1)) \end{bmatrix} \quad (7.15)$$

$$\Theta = f_{De}$$

$$\Theta_0 = 1$$

$$P_0 = 1$$

gebracht. Wird zunächst von rauschfreien Messgrößen  $\varphi_{\text{mess}}$  und  $I_{l,\text{mess}}$  ausgegangen, kann  $f_{\text{De}}$  arbeitspunktunabhängig exakt geschätzt werden, wie in der Simulation in Bild 7.8 gezeigt. Wird das am Prüfstand ermittelte weiße Messrauschen in der Simulation eingefügt, ergibt sich ein Bias in der Schätzung, der mit sinkender Motordrehzahl und Strömen zunimmt. Dies ist auf den Signal-zu-Rausch-Abstand der elektrischen Winkelgeschwindigkeit und der Stromänderung in  $\Psi$  und  $y$  zurückzuführen. Diese ergeben sich aus der diskreten Differenziation der gemessenen Größen und weisen daher ein hohes Rauschen auf. Der RLS stellt einen Bias-freien Schätzer dar unter der Annahme, dass alle Zustände in  $\Psi$  exakt bekannt sind. Die Auswirkung des Rauschens auf die Schätzung in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit ist in Bild 7.8a dargestellt. Um eine gute Schätzung bei kleinen Drehzahlen bis zu  $\omega = 1$  rad/s zu ermöglichen, wird die Abtastzeit  $T$ , die sonst überall  $\frac{1}{8000}$  s beträgt, auf  $T_{\text{est}} = \frac{1}{2000}$  s erhöht. Durch die höhere Abtastzeit wird das Rauschen der differenzierten Größen reduziert. Zusätzlich werden die Ströme mit einem  $\text{PT}_1$ -Glied, mit der Zeitkonstanten  $T_{\text{filt,est}} = \frac{1}{2000}$  s, gefiltert. Die Schätzgenauigkeit bei kleinen Geschwindigkeiten steigt, wie Bild 7.8b zeigt.



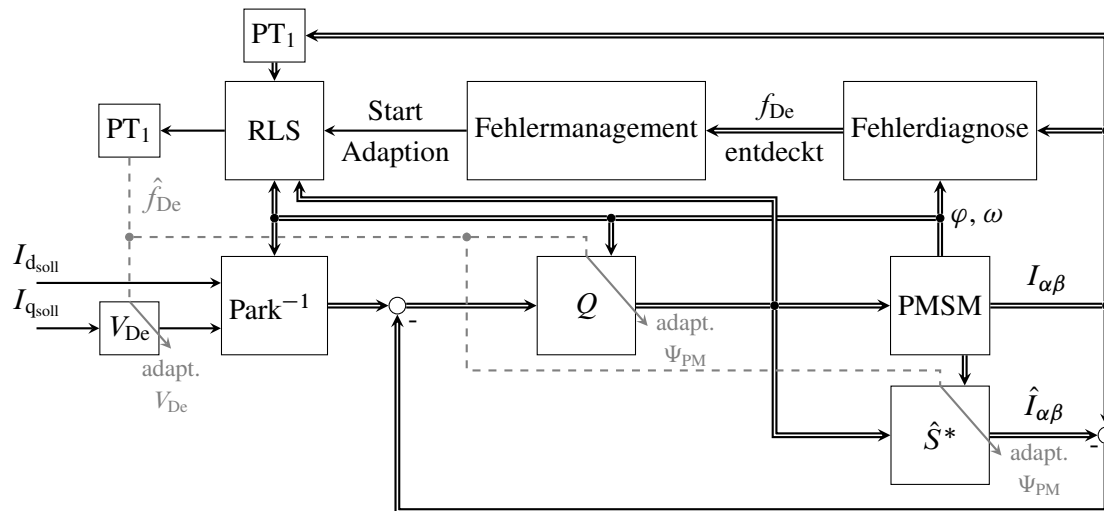
**Bild 7.8:** Schätzung der Entmagnetisierung, die auf  $f_{\text{De}} = 0,8$  gesetzt ist, in Abhängigkeit von der Drehzahl mit und ohne Sensorrauschen. Die Drehzahl wird dabei auf eine konstante Geschwindigkeit geregelt: a) Schätzung ohne Filterung und einer Abtastzeit von  $T = \frac{1}{8000}$  s b) Schätzung mit Filterung und einer Abtastzeit von  $T_{\text{est}} = \frac{1}{2000}$  s

Wird von der Fehlerdiagnose aus Kapitel 6 eine Entmagnetisierung erkannt, wird der Schätzer (7.15) aktiviert. Damit der Einschwingvorgang der Schätzung keinen Einfluss auf die Regelung hat, wird der geschätzte Parameter mit einem  $\text{PT}_1$ -Glied gefiltert und anschließend im IMC-Regler und -Modell adaptiert. Da eigentlich das Moment und nicht der Strom geregelt werden soll, muss für eine stationäre Genauigkeit  $I_{\text{qsoll}}$  mittels des Vorfilters

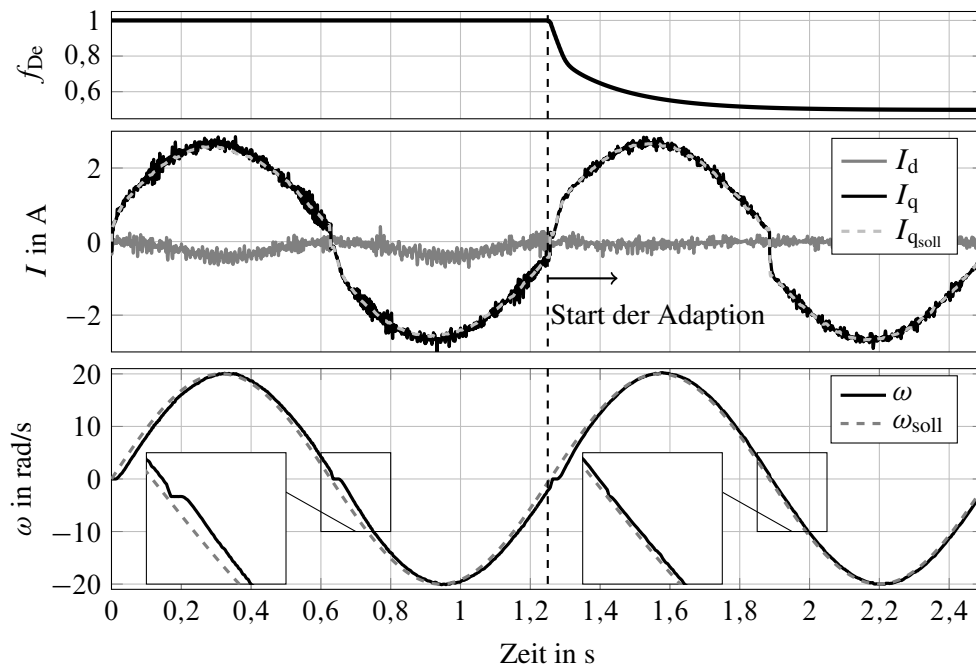
$$V_{\text{De}} = \frac{1}{f_{\text{De}}} \quad (7.16)$$

angepasst werden. Dies lässt sich von Gleichung (3.38) ableiten. Das Blockschaltbild in Bild 7.9 verdeutlicht den Vorgang. Bild 7.10 zeigt die Adaption. Die Regelgüte steigt nach der Adaption. Die Oberwellen in  $I_{\text{q}}$  werden reduziert. Vor allem die Regelgüte von  $I_{\text{d}}$  wird verbessert. Da ein erhöhter  $I_{\text{d}}$ -Strom höhere Verluste und somit mehr Abwärme bedeutet, hilft die Adaption eine

fortschreitende Entmagnetisierung zu vermeiden. Weiter zeigt sich, dass auch ohne Adaption die Regelung des Stroms noch eine hohe Regelgüte aufweist. Dies ist auf die hohe Modellgüte zurückzuführen. Durch die Vorfilterung (7.16) kann die Drehzahlregelung besser der Solltrajektorie folgen.



**Bild 7.9:** Blockschaltbild des Rekonfigurationsvorgangs beim Erkennen einer Entmagnetisierung: Adaption der IMC Struktur mittels des geschätzten Fehlers  $\hat{f}_{De}$  (IMC-Struktur wird für bessere Darstellung vereinfacht dargestellt)



**Bild 7.10:** Simulation der Rekonfiguration durch Adaption der IMC-Struktur bei einer Entmagnetisierung von  $f_{De} = 0,5$ . Die Adaption startet bei 1,25s. Die Oberwellen in  $I_q$  werden reduziert, weiter kann  $I_d$  besser auf null gehalten werden und die Drehzahl kann besser ihrem Sollwert folgen

### 7.4.3 Windungsschluss

Das generelle Vorgehen beim Windungsschluss verhält sich wie bei der Entmagnetisierung. Wird von der Fehlerdiagnose aus Kapitel 6 ein Windungsschluss erkannt, wird der Fehler  $f_{W_i}$  mittels RLS geschätzt, gefiltert und anschließend in der IMC-Struktur adaptiert. Die Schätzung des Windungsschlusses erweist sich schwerer als die Schätzung der Entmagnetisierung. Die Auswirkungen eines Windungsschlusses werden in Gleichung (6.7) im 3-Phasen System beschrieben. Da die Regelung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten stattfindet, wird der Windungsschluss in  $\alpha\beta$ -Koordinaten geschätzt. Durch die durch  $f_{W_i}$  verursachte Unsymmetrie ist  $f_{W_i}$  nicht invariant gegenüber der Clarke-Transformation (A.2). Im Folgenden wird die Schätzung und Adaption exemplarisch für einen Windungsschluss in Phase a beschrieben. (Durch entsprechende Transformation lässt sich das Vorgehen für die anderen Phasen anpassen.) Die Clarke-Transformation (A.2) der Gleichungen (6.7) bei einem Windungsschluss in Phase a ergibt

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} \frac{2f_{W_a}+1}{3} & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} + \frac{3}{2}L \begin{bmatrix} \left(\frac{2f_{W_a}+1}{3}\right)^2 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dI_\alpha}{dt} \\ \frac{dI_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \Psi_{PM}\omega_{el} \begin{bmatrix} -\frac{2f_{W_a}+1}{3} \sin(\varphi_{el}) \\ \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

Der Fehler wirkt sich auf die  $\alpha$ -Komponente mit

$$f_{W_\alpha} = \frac{2f_{W_a} + 1}{3} \quad (7.18)$$

aus. Daraus ergibt sich im Diskreten für die Schätzung

$$\begin{aligned} y &= U_\alpha(k-2) \\ \psi^T &= RI_{\alpha_{\text{filt}}}(k-1) - \Theta(k-1) \frac{3}{2}L \frac{I_{\alpha_{\text{filt}}}(k) - I_{\alpha_{\text{filt}}}(k-1)}{T_{\text{est}}} \\ &\quad - \frac{\varphi_{el}(k-1) - \varphi_{el}(k-2)}{T_{\text{est}}} \sin(\varphi_{el}(k-2)) \end{aligned} \quad (7.19)$$

$$\Theta = f_{W_\alpha}$$

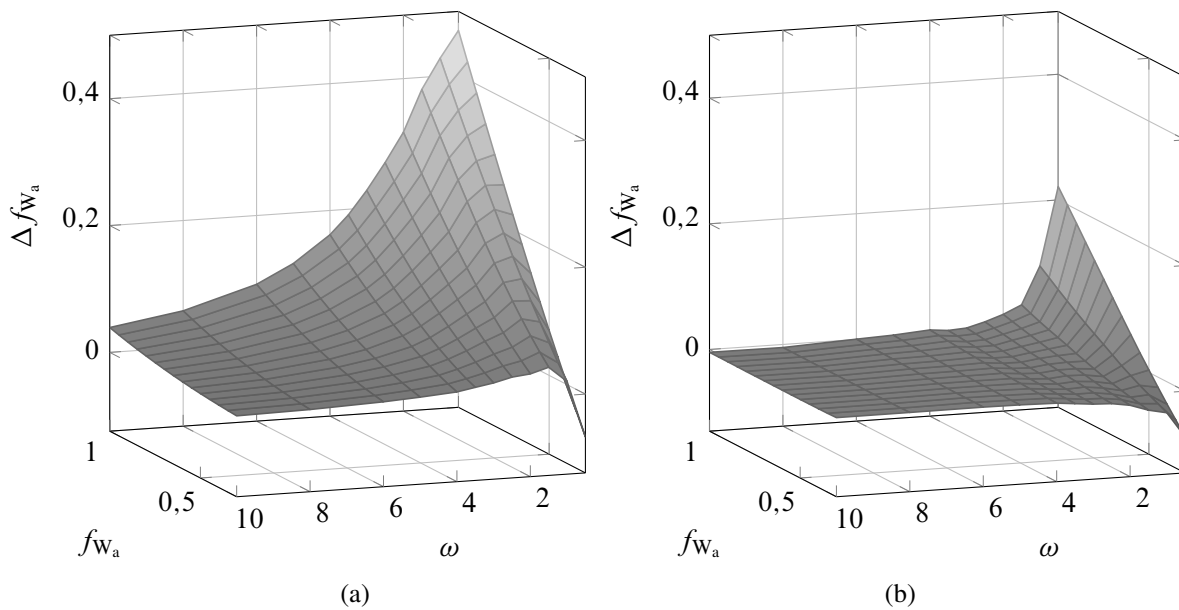
$$\Theta_0 = 1$$

$$P_0 = 0,01.$$

Für einen RLS-Algorithmus muss die Schätzgleichung linear in ihren zu schätzenden Parametern sein [45]. Da  $f_{W_\alpha}$  quadratisch in die Induktivität eingeht, müssten zwei unterschiedliche Parameter geschätzt werden. Nach dem Zurückrechnen des quadrierten Parameters auf  $f_{W_\alpha}$  zeigt sich, dass die beiden geschätzten Parameter nicht das gleiche  $f_{W_\alpha}$  ergeben und beide von dem wahren Fehler abweichen. Dies lässt sich damit erklären, dass verschiedene Linearkombinationen der beiden Parameter den quadratischen Fehler minimieren können und der Schätzer den quadratischen Zusammenhang zwischen den beiden Parametern nicht kennt. Um diese Problematik zu umgehen, wird der im letzten Abtastschritt geschätzte Parameter  $\Theta(k-1)$  mit der Induktivität  $L$  in  $\psi^T$  multipliziert. Dadurch muss nur ein Parameter geschätzt werden und der quadratische Zusammenhang ist dem Schätzer durch das Nachführen des Parameters indirekt bekannt. Dies erhöht die

Schätzungsgüte des Parameters.

Da sowohl die Stromänderung als auch die elektrische Winkelgeschwindigkeit sich in  $\psi^T$  befinden, ist die Schätzung noch sensitiver gegenüber Rauschen im gemessenen Strom als die Schätzung von  $f_{De}$ . Um eine zufriedenstellende Schätzungsgüte bei kleinen Geschwindigkeiten größer  $\omega = 1$  rad/s zu erreichen, muss die Strommessung mit einem  $PT_1$ -Filter mit der Zeitkonstante  $T_{\text{filt,est}} = \frac{1}{500}$  s gefiltert werden. Durch die große Zeitkonstante muss der Phasenverzug durch die Filterung im Schätzer berücksichtigt werden. Der Schätzer arbeitet mit der erhöhten Abtastzeit  $T_{\text{est}} = \frac{1}{500}$  s, wodurch der Phasenverzug vereinfachend als eine Totzeit von einem Abtastschritt im gemessenen Winkel und der gestellten Spannung angenommen werden kann, wie in Gleichung (7.19) beschrieben. Die Kennfelder in Bild 7.11 zeigen, wie sich der Schätzfehler über die Geschwindigkeit und Fehlerstärke durch die Filterung und den berücksichtigten Phasenverzug verbessern.



**Bild 7.11:** Schätzfehler  $\Delta f_{W_a} = f_{W_a} - \hat{f}_{W_a}$  bei der Schätzung des Windungsschlusses in Phase a  $f_{W_a}$  in Abhängigkeit von der Drehzahl und Stärke des Windungsschlusses. Die Drehzahl wird auf den jeweiligen konstanten Drehzahlwert eingeregelt. Um dies zu ermöglichen ist die Fehleradaption aktiv: a) Schätzung ohne Stromfilterung b) Schätzung mit Filterung und Berücksichtigung des Phasenverzugs

Der geschätzte Fehler  $\hat{f}_{W_a}$  adaptiert nach der  $PT_1$ -Filterung die IMC-Struktur, wie im Blockschaltbild in Bild 7.12 dargestellt. Nach Gleichung (3.38) ist die Momentenbildung durch den Windungsschluss beeinflusst, da die Flussverkettung  $\check{\Psi}_{PM_a} = f_{W_a} \Psi_{PM}$  durch den Fehler abnimmt. Werden die Ströme in Gleichung (3.38) mittels Clarke-Transformation (A.2) in  $\alpha\beta$ -Koordinaten umgerechnet und das fehlerbehaftete  $\check{\Psi}_{PM_a}$  eingesetzt, ergibt sich

$$M_{el} = -p \Psi_{PM} \left( \left( f_{W_a} + \frac{1}{2} \right) I_{\alpha} \sin(\varphi_{el}) + \frac{3}{2} I_{\beta} \cos(\varphi_{el}) \right). \quad (7.20)$$

Im Vergleich dazu ergibt sich im fehlerfreien Fall

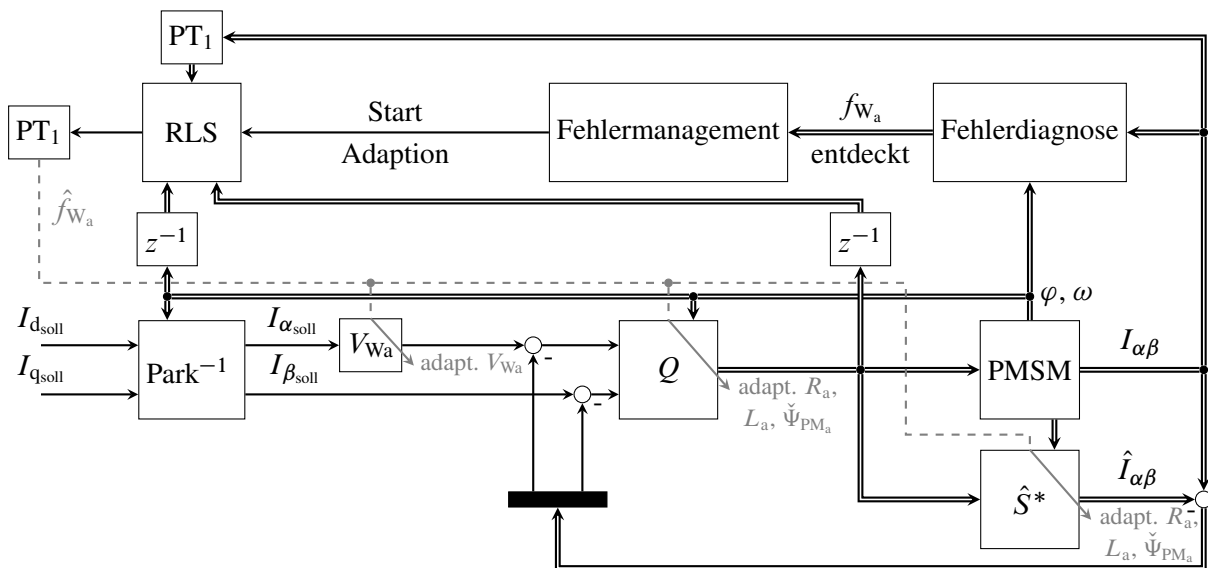
$$M_{el} = -p\Psi_{PM} \left( \frac{3}{2}I_{\alpha} \sin(\varphi_{el}) + \frac{3}{2}I_{\beta} \cos(\varphi_{el}) \right). \quad (7.21)$$

Das bedeutet, um im Fehlerfall ein konstantes Moment erzeugen zu können, muss  $I_{\alpha}$  um den Faktor

$$V_{Wa} = \frac{\frac{3}{2}}{f_{Wa} + \frac{1}{2}} = \frac{3}{2f_{Wa} + 1} = \frac{1}{f_{W\alpha}} \quad (7.22)$$

vergrößert werden. Daher wird  $V_{Wa}$  als Vorfilter für den Sollwert  $I_{\alpha_{soll}}$  verwendet, wie in Bild 7.12 verdeutlicht. Hier zeigt sich wieder der Vorteil durch die Regelung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten, die Einbindung des Vorfilters  $V_{Wa}$  erleichtert sich dadurch.

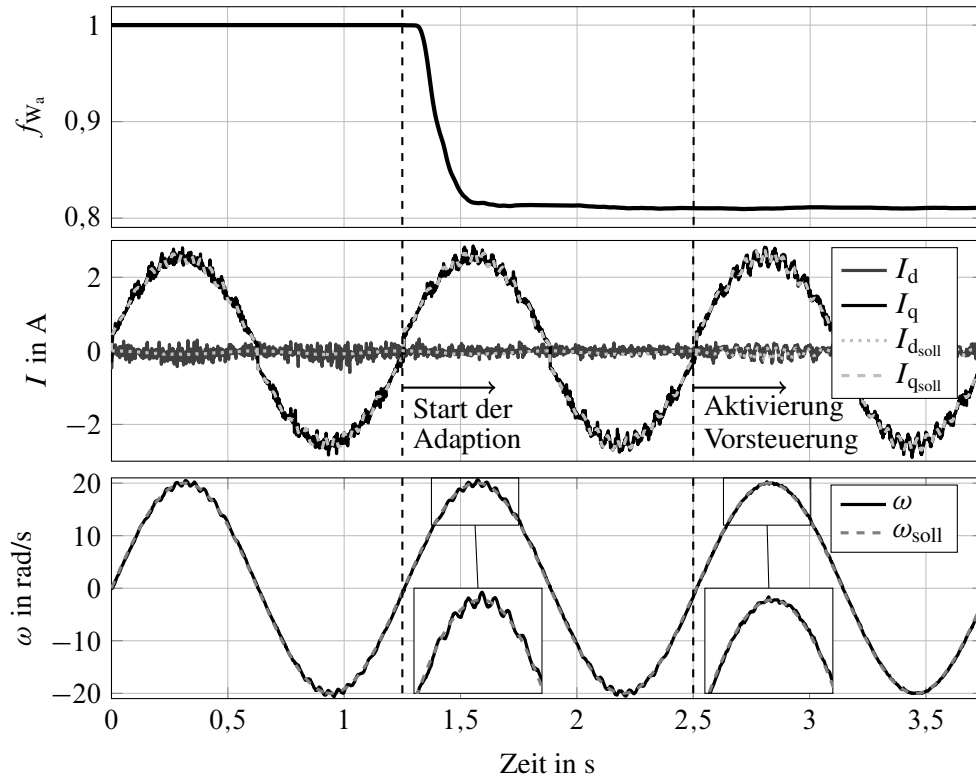
Bild 7.13 zeigt die Adaption im Fehlerfall. Zunächst werden in der Simulation nur die Parameter adaptiert. Die Regelgüte der Ströme verbessert sich, der geforderten Drehzahl kann aber nicht gefolgt werden, da das Moment nicht mehr direkt proportional zum  $I_q$ -Strom ist. Durch anschließende Aktivierung des Vorfilters kann die Drehzahl wieder korrekt geregelt werden. Dies wird durch einen steigenden  $I_d$ -Strom erkauft und somit durch höhere Verluste. Hier stößt die reine Regleradaption an ihre Grenzen. Ist ein redundanter Aktor vorhanden, sollte die entstehende Momentenwelligkeit durch den zweiten Aktor ausgeglichen werden.



**Bild 7.12:** Blockschaltbild des Rekonfigurationsvorgangs beim Erkennen eines Windungsschlusses: Adaption der IMC Struktur mittels des geschätzten Fehlers  $\hat{f}_{Wa}$  (IMC-Struktur wird für bessere Darstellung vereinfacht dargestellt)

#### 7.4.4 Grenzen der Adaption im Fehlerfall

Bei einem Windungsschluss kann durch die Rekonfiguration der Regelung noch ein konstantes Moment erzeugt werden. Bei einer offenen Phase ist dies nicht mehr möglich, da in Abhängigkeit



**Bild 7.13:** Simulation der Rekonfiguration durch Adaption der IMC-Struktur bei einem Windungsschluss in Phase a von  $f_{w_a} = 0,8$ . Die Adaption startet bei 1,25s. Der adaptierte Vorfilter  $V_{w_a}$  wird bei 2,5s aktiviert. Die Oberwellen in  $I_d$  und  $I_q$  werden durch die Parameteradaption reduziert. Durch die Aktivierung des Vorfilters kann dem Drehzahlsollwert wieder gefolgt werden

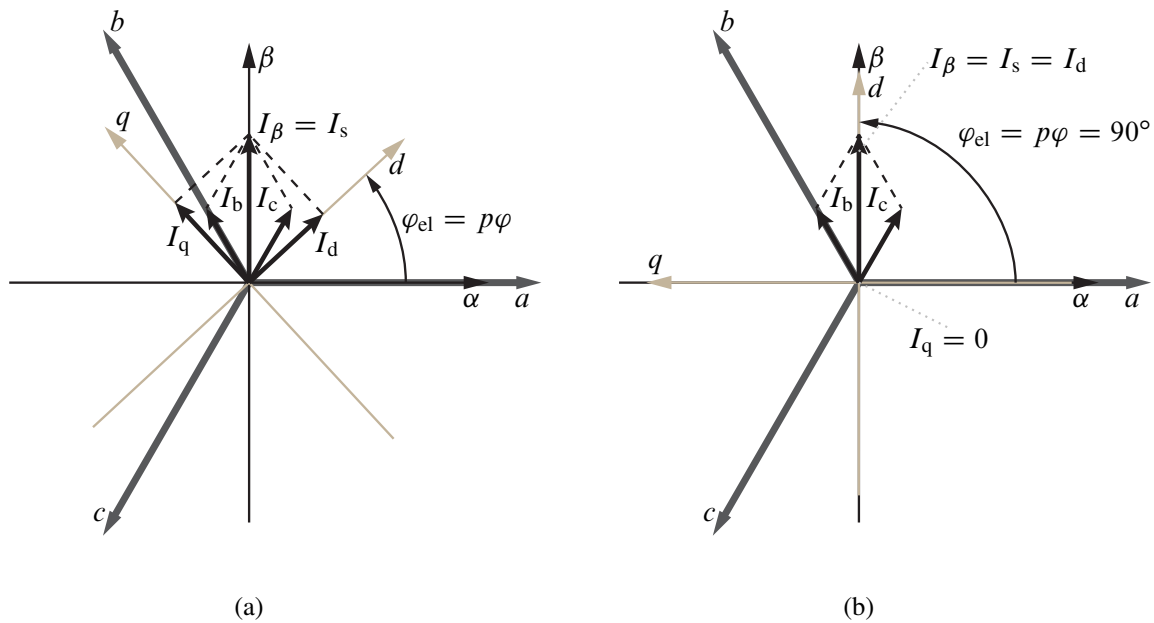
von der ausgefallenen Phase an  $2p$  Rotorpositionen kein Moment erzeugt werden kann. Dies wird in Bild 7.14 verdeutlicht am Beispiel der ausgefallenen Phase a. Auf Grund der Knotenregel im Sternpunkt ergibt sich für die verbleibenden Ströme

$$I_b = I_c. \quad (7.23)$$

Da die Ströme betragsmäßig gleich groß sein müssen, lässt sich nur ein  $I_\beta$ -Strom erzeugen. Ist der Rotor so ausgerichtet, dass die  $d$ -Achse auf der  $\beta$ -Achse liegt, also  $\varphi_{el} = 90^\circ$  oder  $\varphi_{el} = 270^\circ$  beträgt, kann kein  $I_q$ -Strom erzeugt werden und somit auch kein Moment. Durch den Verlust einer Phase geht ein Freiheitsgrad verloren, daher kann nur  $I_q$  geregelt werden. Über den Fehler  $f_{O_i}$  lässt sich eine offene Phase darstellen, wie in Gleichung 6.9 gezeigt. Die Umrechnung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten geschieht analog zum Windungsschlussfehler über die Clarke-Transformation A.2. Wird eine offene Phase von der Fehlerdiagnose aus Kapitel 6 erkannt, muss  $f_{O_i} = 0$  gesetzt werden, um die Regelung zu adaptieren.

Im Folgenden wird beispielhaft das Vorgehen für den Ausfall in Phase a beschrieben. Durch das Wegfallen von Phase a ist  $I_\alpha = 0$  und somit muss nur  $I_\beta$  gestellt werden. Für die Momentenbildung bedeutet das, wenn in Gleichung 7.21  $I_\alpha$  null gesetzt wird

$$M_{el} = -p\Psi_{PM}I_\beta \cos(\varphi_{el}). \quad (7.24)$$



**Bild 7.14:** Zusammenhang zwischen den stator- und rotorfesten Strömen bei einem Ausfall der Phase a: a) Wenn  $\varphi_{el} \neq 90^\circ \cap \varphi_{el} \neq 270^\circ$  ist, ist ein Strom  $I_q \neq 0$  möglich b) Wenn  $\varphi_{el} = 90^\circ \cup \varphi_{el} = 270^\circ$  ist, ist  $I_q = 0$

Für ein konstantes Moment müsste

$$I_\beta = I_q \cos(\varphi_{el})^{-1} \quad (7.25)$$

sein. Da der stellbare Strom begrenzt ist, wird für die Sollgrößenbildung 7.25 angepasst

$$I_{\beta\text{soll}} = \begin{cases} \frac{c}{\frac{\pi}{2} - \arccos\left(\frac{I_q}{c}\right)} \left(\varphi_{el} - \frac{3\pi}{2}\right) & I_{q\text{soll}} \cos(\varphi_{el})^{-1} > c \cap \varphi_{el} > \pi \\ -\frac{c}{\frac{\pi}{2} - \arccos\left(\frac{I_q}{c}\right)} \left(\varphi_{el} - \frac{\pi}{2}\right) & I_{q\text{soll}} \cos(\varphi_{el})^{-1} > c \cap \varphi_{el} < \pi \\ I_{q\text{soll}} \cos(\varphi_{el})^{-1} & \text{sonst} \end{cases} \quad \text{mit } \varphi_{el} \in \{\Re \mid 0 < \varphi_{el} < 2\pi\}. \quad (7.26)$$

$c$  ist dabei so zu wählen, dass die Stromistgröße der Sollgröße noch gut folgen kann. Bild 7.15 zeigt die Auswirkungen der Anpassung auf eine drehzahlgeregelte Maschine mit einer offenen Phase a gegenüber einer nicht rekonfigurierten IMC-Struktur und einer PI-Regelung. Im Gegensatz zur PI-Regelung schafft die IMC-Regelung mit und ohne Adaption die Maschine zum Drehen zu bringen. Die PI-Regelung läuft in die Nähe einer Momentenlücke und verharrt dort. Werden die sich durch die Regelung ergebenden zu stellenden Spannungen im untersten Plot in Bild 7.15 betrachtet, zeigt sich, dass eine kleine  $\beta$ - sowie eine große  $\alpha$ -Komponente gefordert wird und diese kann die Maschine nicht stellen. Dies wird durch die inverse Park-Transformation (A.5) verursacht. Da die Regelung in dq-Koordinaten stattfindet, bringt die Erhöhung von  $I_{q\text{soll,PI}}$  durch den Drehzahlregler keine Verbesserung. Die von  $\varphi_{el}$  abhängige Aufteilung von  $U_{\alpha\text{PI}}$  und  $U_{\beta\text{PI}}$  ändert sich nicht mehr, da der Rotor still steht. Da die IMC-Regelung in  $\alpha\beta$ -Koordinaten arbeitet, sieht die Regelung auch noch nahe der Momentenlücken die Regeldifferenz und kann somit genügend

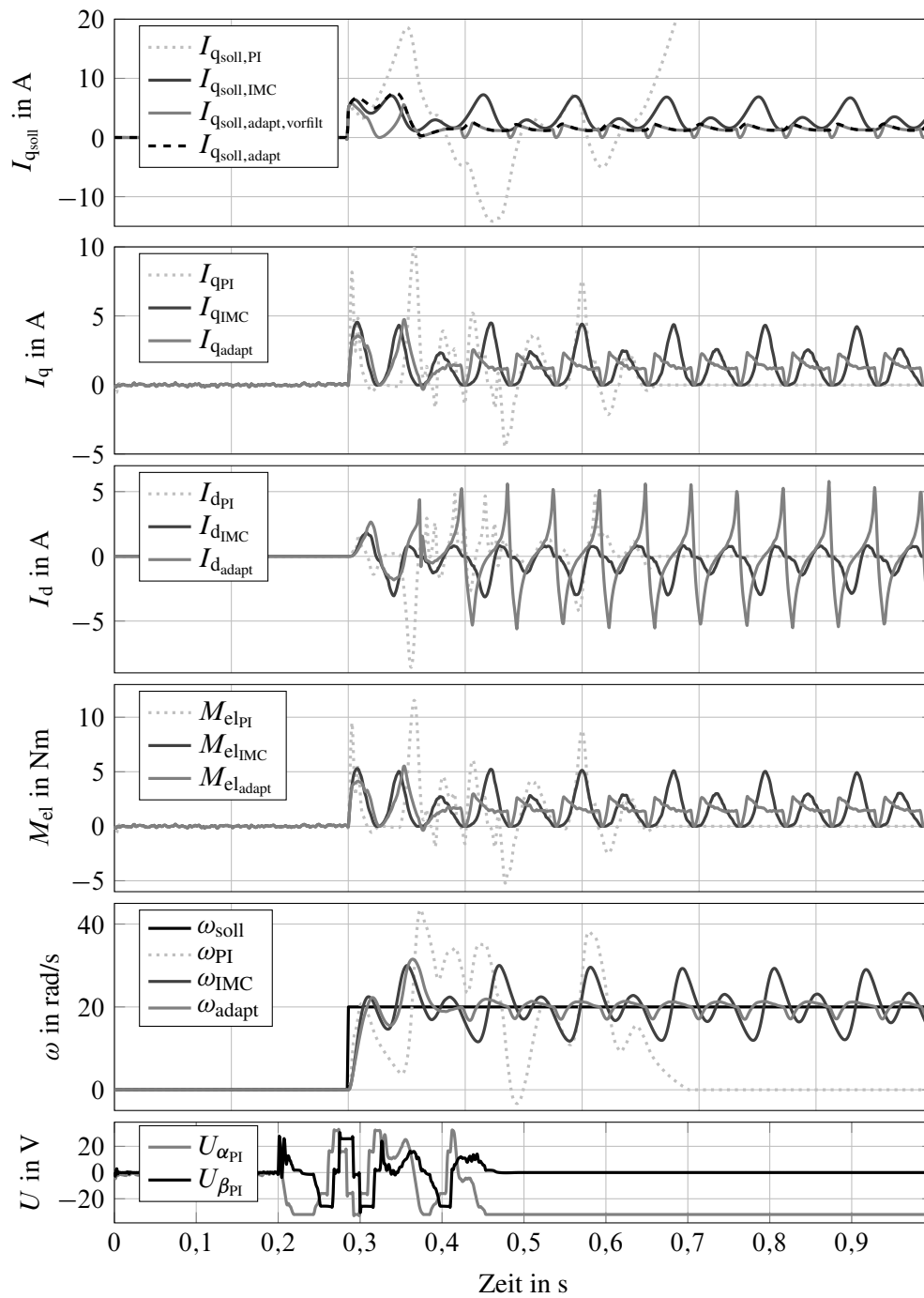
Moment aufbauen, um die Maschine am Drehen zu halten.

Ohne die Adaption der IMC-Struktur ergibt sich eine hohe Momenten- und Drehzahlwelligkeit. Durch die Adaption ergibt sich ein geringeres Überschwingen im Moment und das Moment steigt schneller wieder an nach einer Momentenlücke. Dadurch ergibt sich eine geringere Welligkeit in der Drehzahl. Wird der  $I_d$ -Strom betrachtet, zeigt sich, dass dieser bei der adaptierten IMC ansteigt. Die bessere Reglerperformance wird durch eine gezielte Ausnutzung des Feldschwächebereichs ermöglicht.

Die Rekonfiguration der Stromregelung mit einem ähnlichen Vorgehen wie bei der Entmagnetisierung und dem Windungsschluss erhöht die Regelgüte, löst die Problematik aber nicht vollständig. Muss ein Moment in der Nähe der elektrischen Rotorlage  $\varphi_{el} = \frac{\pi}{2}$  oder  $\varphi_{el} = \frac{3\pi}{2}$  gestellt werden, ist dies auch mit der rekonfigurierten Maschine schwer bis nicht möglich. Ein Lösungsansatz ist die Erzeugung einer Redundanz durch zwei Maschinen, wie es im nächsten Abschnitt beschrieben wird.

## 7.5 Zusammenfassung

In diesem Kapitel wird eine adaptive IMC-Regelung präsentiert, welche mehrere Vorteile gegenüber einer klassischen feldorientierten PI-Regelung bietet. Durch das integrierte Modell ist lediglich eine Modellidentifikation notwendig zur Parametrierung des Reglers. Wichtig ist hierbei, dass das Modell stationär genau ist. Die Rekonfiguration im Fehlerfall ist ebenfalls sehr einfach, da lediglich die physikalischen Modellparameter die vom jeweiligen Fehler betroffen sind adaptiert werden müssen. Neben der Tolerierbarkeit von Aktorfehlern bietet die IMC-Struktur eine Möglichkeit den Ausfall der Stromsensoren tolerieren zu können. Hierbei kann der Ausfall aller Stromsensoren toleriert werden indem die IMC-Struktur, durch Kappen der Rückführung in eine modellbasierte Steuerung übergeht. Durch die hohe Modellgüte des Grundwellenmodells und dessen Erweiterung um ein Oberwellenmodell ist die Steuerung kaum schlechter als die Regelung.



**Bild 7.15:** Simulation der drehzahlregulierten Maschine mit einer offenen Phase a. Verglichen werden eine PI-Regelung, die vorgestellte IMC-Regelung sowie die adaptierte IMC-Regelung

## 8 Rekonfiguration eines Duplex-permanenterregten Synchronmotors

---

Die Möglichkeiten der Rekonfiguration bei einem einfachen permanenterregten Synchronmotor sollen in diesem Kapitel auf die Möglichkeiten eines redundanten Motors erweitert werden. Hierfür wird die IMC Struktur der einzelnen Motoren durch die Verkopplung der Modellfehler erweitert, um eine passive Fehlertoleranz zu schaffen. Eine Rekonfiguration des verkoppelten Systems, unter Berücksichtigung der Systemgrenzen im Fehlerfall, kann die Regelgüte weiter verbessern.

---

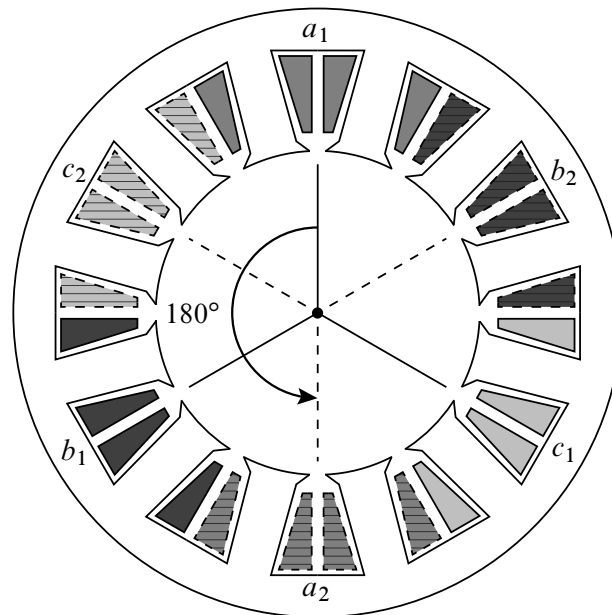
### 8.1 Vergleich zwischen zwei seriell angeordneten Motoren und einem 6-Phasenmotor

Im Folgenden sollen die Möglichkeiten redundanter Aktoren diskutiert werden. Wie in Kapitel 4 erläutert, bietet sich für eine EPS eine serielle Anordnung, wie Anordnung *F* in Bild 4.1 bzw. Anordnung *I*) in Bild 4.2, an, welche sich auf einen Mehrphasenmotor, wie Anordnung *5*) in Bild 4.2, reduzieren lässt. Bei dem in Bild 8.1 dargestellten 6-Phasenmotor handelt es sich um eine Maschine mit zwei isolierten Sternpunkten und zweimal 3-Phasen, die um  $180^\circ$  verdreht sind. Durch die zwei isolierten Sternpunkte müssen die sich jeweils ergebenden drei Ströme immer zu Null ergeben, daher kommt es zu keiner Kopplung durch die Koppelinduktivitäten zwischen den beiden 3-Phasensystemen. Werden zwei seriell angeordnete Motoren genauso angeordnet, lassen sich die im Folgenden beschriebenen Ansätze direkt auf ein Mehrphasenmotor wie in Bild 8.1 übertragen.

Um die Redundanz effizient nutzen zu können, müssen die zwei Motoren verkoppelt werden. Dies geschieht am besten direkt auf Stromebene. Weiter wäre es wünschenswert, wenn die im vorherigen Abschnitt beschriebene IMC-Struktur auf das redundante System erweitert werden könnte, da so ein modularer Ansatz entsteht, der für Systeme mit und ohne Aktorredundanz genutzt werden kann.

### 8.2 Erweiterung des IMC Ansatzes

Die beiden redundanten Motoren werden jeweils mit der in Abschnitt 7.3 beschriebenen adaptiven IMC-Struktur geregelt. Lediglich die Vorsteuerungen, die zu einem erhöhten Leistungsverlust führen würden, werden abgeschaltet und das dann fehlende Moment wird im weiteren durch die beschriebene Verkopplung mit dem zweiten Motor gestellt. Sollte es betriebsbedingt notwendig



**Bild 8.1:** 6-Phasenmotor mit zweimal 3-Phasen, die um  $180^\circ$  verdreht sind und symmetrischer Wicklungsanordnung

sein eine höhere Leistung abzurufen als die so konfigurierten Motoren erzeugen können, können die Vorsteuerungen wieder aktiviert werden.

Entsprechend des Gesamtkonzeptes, welches grafisch in Bild 4.8 dargestellt ist, ergeben sich für die Regelung der redundanten Motoren folgende Anforderungen:

- Das angeforderte Moment muss auf die beiden Motoren variabel aufgeteilt werden können.
- Im fehlerfreien Fall kann die Aufteilung statisch erfolgen, im Fehlerfall muss abhängig vom Fehler die Aufteilung dynamisch erfolgen können.
- Umso robuster die Fehlerdiagnose ausgelegt wird, desto länger dauert es, bis der Fehler exakt bestimmt wird. Um die Diagnosezeit überbrücken zu können, soll die Regelung bereits ohne Adaption Fehler in einem Motor durch den zweiten Motor kompensieren.

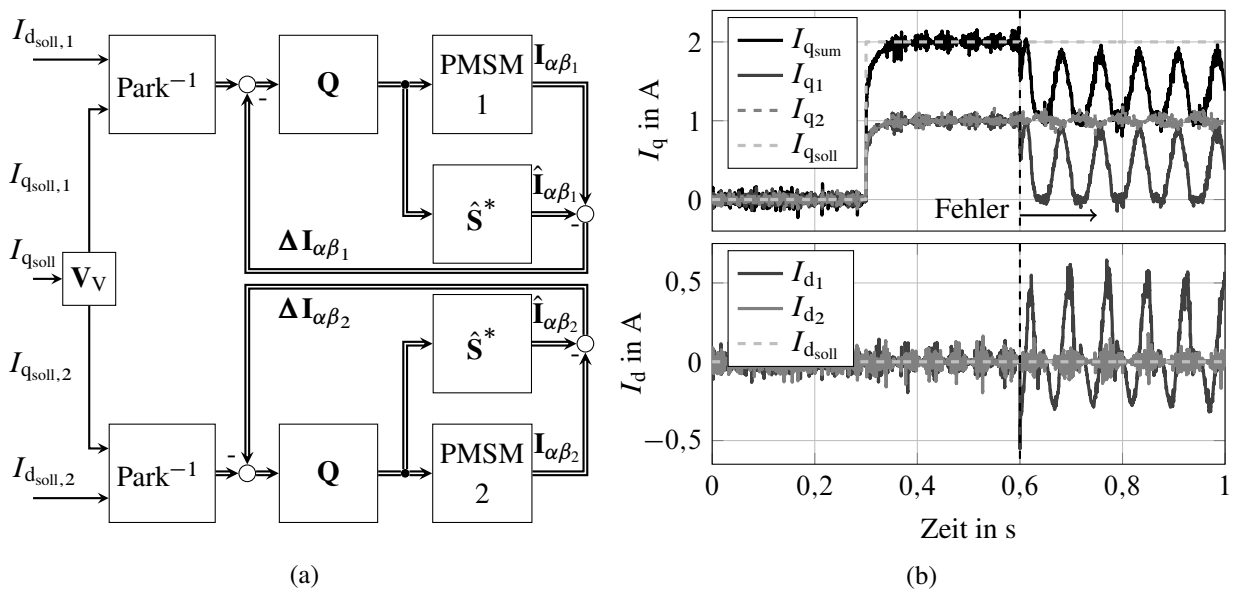
Im Folgenden werden die beiden IMC-Regelungen in mehreren Schritten miteinander verkoppelt, um so die Einhaltung der einzelnen Anforderungen analysieren zu können. Als Fehler wird beispielhaft eine offene Phase  $a$  in Motor 1 angenommen, da dieser Fehler nicht von einem Motor allein vollständig toleriert werden kann. Die anderen Fehler lassen sich auf die gleiche Weise tolerieren und es ist nicht relevant, in welchem Motor der Fehler auftritt.

### 8.2.1 Statische Aufteilung des Sollmoments

Zunächst wird der  $I_q$ -Sollstrom und somit das Sollmoment durch eine reine Vorsteuerung statisch aufgeteilt

$$\begin{bmatrix} I_{q_{\text{soll},1}} \\ I_{q_{\text{soll},2}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} f \\ 1-f \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_V} I_{q_{\text{soll}}} \quad \text{mit } 0 \leq f \leq 1. \quad (8.1)$$

$f$  wird im Folgenden zu  $f = 0,5$  gewählt, so dass der zu stellende  $I_q$ -Strom gleichmäßig auf beide Motoren aufgeteilt wird. Jegliche andere Aufteilung ist aber ebenfalls möglich. Der Feldschwächebereich wird im Folgenden nicht betrachtet. Die  $I_d$ -Sollströme sind somit Null, so dass die Verkopplung von  $I_d$  nicht betrachtet werden muss. Die sich ergebende Reglerstruktur ist in Bild 8.2a dargestellt und das Regelverhalten mit und ohne Fehler in Bild 8.2b. Im fehlerfreien Fall funktioniert die Aufteilung. Kann ein Motor das geforderte Moment im Fehlerfall nicht mehr stellen, kann der zweite Motor dies nicht ausgleichen, da die entstehende Regeldifferenz des fehlerbehafteten Motors nicht vom Regler des zweiten Motor erkannt werden kann.



**Bild 8.2:** Vorgesteuerte Stromaufteilung a) Blockschaltbild der Vorsteuerung von zwei unabhängigen Regelungen. Die Sollgröße wird in Abhängigkeit von  $f = 0,5$ , welches nach Gleichung (8.1) im Vorfilter  $\mathbf{V}_V$  steckt, aufgeteilt (IMC-Struktur wird für eine bessere Darstellung vereinfacht dargestellt) b) Simulation der Stromregelung bei einem Sprung des  $I_q$ -Gesamtsollstroms. Zum Zeitpunkt 0,6 s fällt Phase a in Motor 1 aus.  $I_{q1}$  beginnt zu schwingen und somit der Gesamtstrom  $I_{q_{\text{sum}}}$ .  $I_{d1}$  kann nicht mehr zu null geregelt werden.  $I_{q2}$  bleibt annähernd konstant und gleicht somit den fehlenden Strom nicht aus

### 8.2.2 Verkopplung der Modellfehler

Eine Verkopplung der momentenbildenden Ströme ist erforderlich, so dass der begrenzte Strom im fehlerbehafteten Motor vom fehlerfreien Motor ausgeglichen wird. Wird ein konventioneller linearer Verkopplungsregler betrachtet, wie er in [49] beschrieben wird, zeigt sich, dass zunächst durch die Transformation des Systems eine Relativgröße

$$\Delta x = x_1 - x_2$$

erzeugt werden muss, die dann zu Null geregelt werden kann. Da bei der IMC-Struktur durch die Bildung des Modellfehlers  $\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta}$  bereits eine Relativgröße zurückgeführt wird, kann diese Rückführung direkt zur Verkopplung der beiden bestehenden Regler genutzt werden. Die auszuregelnden Modellfehler  $\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_1}$  und  $\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_2}$  werden zunächst zu einem Gesamtmodellfehler

$$\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum}}} = \Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_1} - \Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_2} \quad (8.2)$$

zusammengefügt. Hierbei ist zu beachten, dass durch die Motoranordnung die Ströme um  $180^\circ$  phasenverschoben sind. Daher müssen sie subtrahiert anstatt addiert werden.

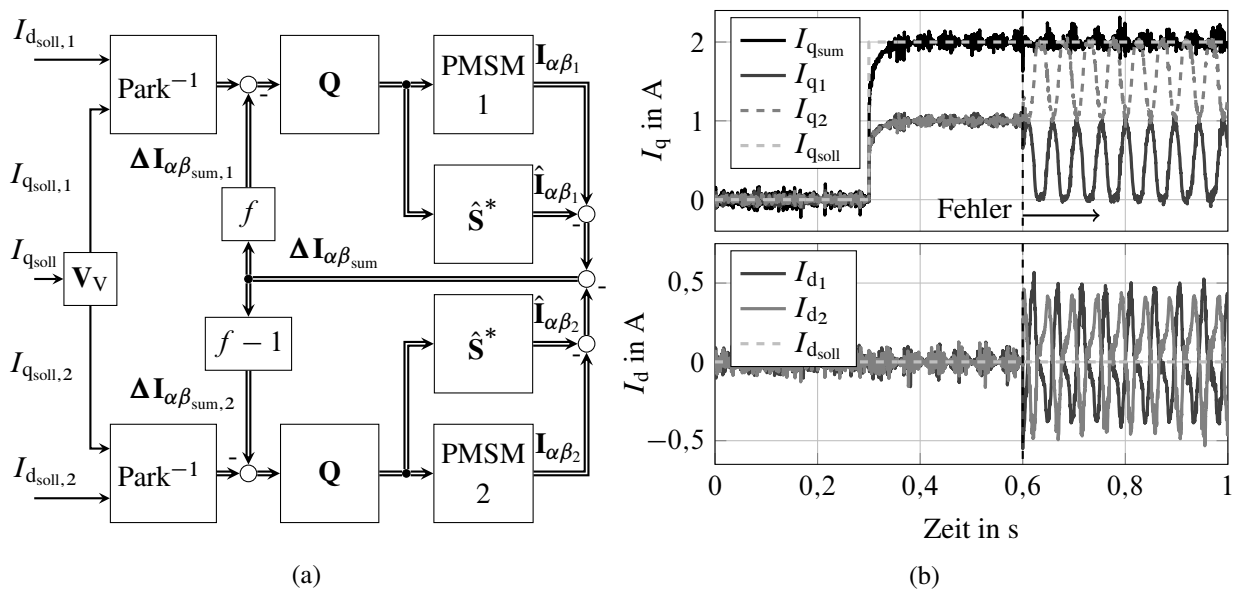
Der Vorteil der Regelung des Gesamtmodellfehlers gegenüber der beiden Einzelmodellfehler im fehlerfreien Fall ist, dass die beiden Regler nicht mehr gegeneinander regeln können. Der Anteil wieviel welcher Motor vom Gesamtfehler  $\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum}}}$  ausregeln soll, geschieht analog zur Aufteilung der Sollgrößen. Mit Berücksichtigung der Phasenverschiebung ergibt sich

$$\begin{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum},1}} \\ \Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum},2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f \\ f - 1 \end{bmatrix} \Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum}}} \quad \text{mit } 0 \leq f \leq 1. \quad (8.3)$$

Bild 8.3a zeigt die Erweiterung der vorgesteuerten Struktur aus Bild 8.2a zu einer Verkopplungsregelung. Wird Bild 8.3b mit Bild 8.2b verglichen, wird die Auswirkung der Verkopplung im Fehlerfall deutlich. Der fehlerfreie Motor versucht den vom fehlerbehafteten Motor nicht stellbaren Strom durch  $\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_2}$  zu stellen. Hierdurch ist ein annähernd konstanter  $I_q$ -Gesamtstrom bzw. konstantes Moment ohne Rekonfiguration der Regelung möglich. Eine leichte Welligkeit im momentenbildenden Strom mit einer Amplitude von ca. 4 % des Sollstroms ist vorhanden, die im angenommenen Messrauschen untergeht. Durch die konstante gleichmäßige Aufteilung der Ströme bilden sich  $I_d$ -Ströme in beiden Motoren aus. Diese sind um  $180^\circ$  phasenverschoben und in Summe null, weshalb die Regelung sie nicht ausregeln kann. Wird die Aufteilung angepasst, so dass der fehlerfreie Motor mehr Leistung übernimmt, lässt sich die Momentenwelligkeit sowie die Amplitude der  $I_d$ -Schwingungen reduzieren. Damit sinkt aber die gesamt zur Verfügung stehende Leistung.

### 8.2.3 Rekonfiguration der Verkopplungsregelung

Um die Momentenwelligkeit weiter zu reduzieren und die Verlustleistung zu vermeiden, die durch den  $I_d$ -Strom im fehlerfreien Motor entsteht, muss die Regelung rekonfiguriert werden. Wird analog zur Rekonfiguration eines Einzelaktors der IMC-Regler  $\hat{Q}_1$  und das IMC-Modell  $\hat{\mathbf{S}}_1^*$  des fehlerbehafteten Motors adaptiert, kann die Reglerperformance verbessert werden. Die sich durch



**Bild 8.3:** Stromaufteilung mittels Verkopplungsregelung a) Blockschaltbild der IMC-Verkopplungsregelung. Die Sollgröße und der Gesamtmodellfehler werden in Abhängigkeit von  $f = 0,5$  aufgeteilt (IMC-Struktur wird für eine bessere Darstellung vereinfacht dargestellt) b) Simulation der Stromregelung bei einem Sprung des  $I_q$ -Gesamtsollstroms. Zum Zeitpunkt 0,6 s fällt Phase a in Motor 1 aus.  $I_{q1}$  beginnt zu schwingen und  $I_{q2}$  gleicht dies aus, indem es um  $180^\circ$  phasenverschoben schwingt. Somit ist der Gesamtstrom  $I_{q_{sum}}$  annähernd konstant.  $I_{d2}$  schwingt um  $180^\circ$  phasenverschoben zu  $I_{d1}$  und kann somit nicht mehr zu null geregelt werden.

einen Fehler ergebende Stellgrößenbegrenzung wird durch die Adaption im Modell berücksichtigt. Dadurch ist der bestimmte Modellfehler  $\Delta I_{\alpha\beta_1}$  unabhängig vom Motorfehler. Der Fehler wird für das geregelte System unbeobachtbar gemacht und wird somit von der Regelung entkoppelt, um ihn dann über eine Störgrößenkompensation in Form einer modellbasierten Vorsteuerung des fehlerfreien Motors kompensieren zu können. Dies bietet den Vorteil, dass die Regelung nur noch wirkliche Modellfehler und Störgrößen  $d$  ausregeln muss und der Fehler über die Vorsteuerung kompensiert werden kann, was zur gewünschten Steigerung der Reglerperformance und der Reduzierung des  $I_{d2}$ -Stroms führt. Um den Fehler über den fehlerfreien Motor kompensieren zu können, muss bestimmt werden, wie viel der fehlerbehaftete Motor vom geforderten Strom  $I_{q_{soll,1}}$  stellen kann. Hierbei wird der zu stellende Strom bewusst in rotorfesten Koordinaten betrachtet, um lediglich dem momentenbildenden Anteil des fehlenden Stroms vom fehlerbehafteten Motor auf den fehlerfreien Motor aufschalten zu können. Wie bereits erwähnt, enthält das adaptierte Modell  $\hat{S}_1^*$  die durch den Fehler hervorgerufene Begrenzung und mittels Park-Transformation A.4 lassen sich die hieraus berechneten Ströme  $\hat{I}_{\alpha\beta_1}$  in rotorfeste Koordinaten umrechnen. Der sich ergebende Strom  $\hat{I}_{q1}$  kann direkt zur Bestimmung der Begrenzung über

$$\Delta I_{q_{soll,1}} = I_{q_{soll,1}} - \hat{I}_{q1} = f I_{q_{soll}} - \hat{I}_{q1} \quad (8.4)$$

verwendet werden.  $\Delta I_{q_{\text{soll},1}}$  spiegelt den Anteil des momentenbildenden Stroms wieder, den der fehlerfreie Motor zusätzlich zu  $(1 - f)I_{q_{\text{soll}}}$  stellen muss. Somit ergibt sich

$$I_{q_{\text{soll},2}} = (1 - f)I_{q_{\text{soll}}} + \Delta I_{q_{\text{soll},1}} = I_{q_{\text{soll}}} - \hat{I}_{q_1}. \quad (8.5)$$

Der Vorfilter  $\mathbf{V}_V$  aus Gleichung 8.1 geht bei der Rekonfiguration in

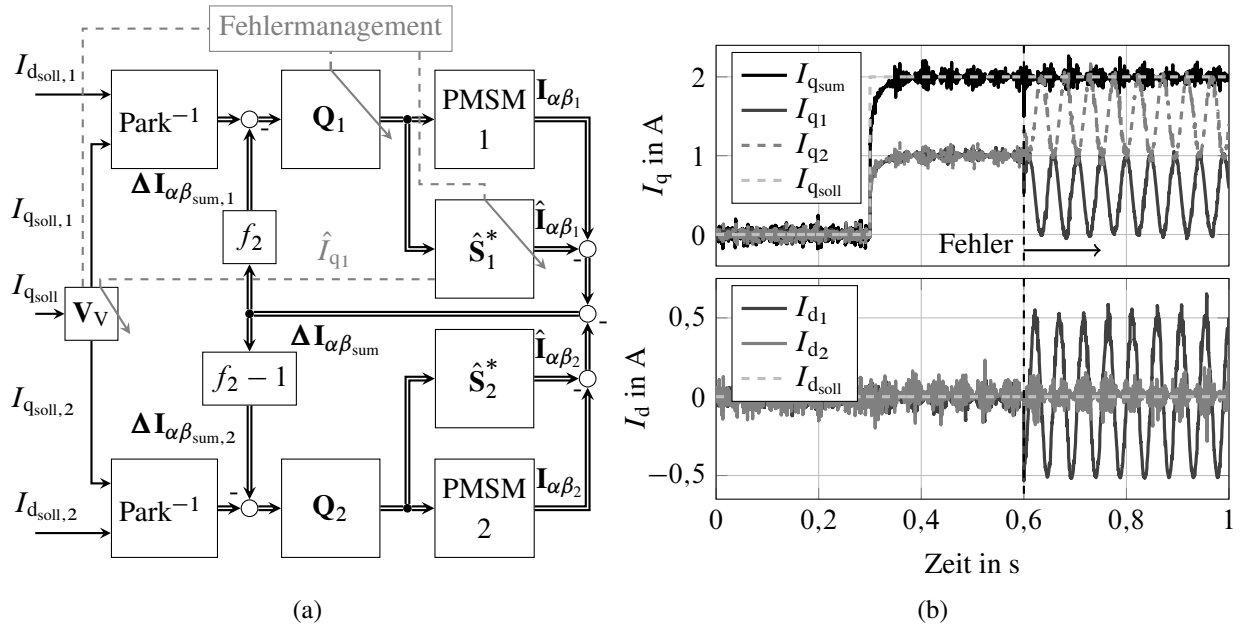
$$I_{q_{\text{soll},2}} = \underbrace{\begin{bmatrix} f & 0 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{V}_V} \begin{bmatrix} I_{q_{\text{soll}}} \\ \hat{I}_{q_1} \end{bmatrix} \quad (8.6)$$

über.

Die sich ergebende Reglerstruktur ist im Blockschaltbild 8.4a dargestellt. Wie dort zu erkennen ist, hängt  $\hat{I}_{q_1}$  von der Rückführung  $\Delta \mathbf{I}_{\alpha\beta_{\text{sum},1}}$  ab.  $\Delta I_{q_{\text{soll},1}}$  spiegelt die reine Begrenzung nur wieder unter der Annahme, dass die Regelung schnell genug ist, wodurch der Regelfehler gegenüber der Begrenzung klein bleibt. Durch die Einführung des Aufteilungsfaktors  $f_2$  ergibt sich ein neuer Freiheitsgrad, der es ermöglicht unabhängig von der Stellgrößenaufteilung den Gesamtmodellfehler aufzuteilen. Dies kann zum einen abhängig von der Fehlerart Performancevorteile haben. Zum anderen wird die Annahme, dass der auszuregelnde Modellfehler klein gegenüber der Begrenzung ist, gestärkt, wenn der fehlerfreie Motor mehr vom auszuregelnden Gesamtmodellfehler übernimmt. Wird  $f_2 = 0$  gesetzt, muss die Annahme gar nicht mehr getroffen werden. Die Regelung des fehlerbehafteten Motors geht in eine Steuerung über, was den Vorteil bringt, dass keine Stabilitätsuntersuchung für die Rückführung von  $\hat{I}_{q_1}$  in die Vorsteuerung  $\mathbf{V}_V$  gemacht werden muss. Etwaige Störungen und Modellfehler werden komplett vom fehlerfreien Motor ausgeglichen. Bild 8.4b zeigt die Verbesserung des so rekonfigurierten Duplex-Systems gegenüber Bild 8.3b. Die Welligkeit des momentenbildenden Stroms nimmt von 4 % des Sollstroms auf 0,75 % ab und der fehlerfreie Motor produziert keine unnötige Scheinleistung mehr, da  $I_{d_2}$  zu null geregelt werden kann.

## 8.3 Zusammenfassung

Durch die Bildung des Modellfehlers und dessen Rückführung lässt sich die IMC-Struktur für ein Duplex-Aktorsystem leicht zu einer Verkopplungsregelung erweitern. Fehler bedingte Stellgrößenbegrenzungen in einem Motor können damit ohne eine Rekonfiguration vorzunehmen toleriert werden. Das heißt, die in Kapitel 5 geforderte passive Fehlertoleranz, durch die eine Minimierung des Rucks am Lenkrad möglich ist, wird durch die IMC-Duplex-Regelung ermöglicht. Eine spezielle Umschaltstrategie im Fehlerfall ist somit hinfällig, da keine Momentenlücke beim Ausfall eines Motors mehr auftritt. Zur Steigerung der Reglerperformance und zur Minimierung der Verlustleistung kann die IMC-Verkopplungsregelung rekonfiguriert werden, so dass die eigentliche Regelung vom Fehler entkoppelt wird und das Zusatzmoment durch eine modellbasierte Vorsteuerung auf den fehlerfreien Motor aufgeschaltet werden kann. Die Aufteilung der Leistung auf die Motoren ist dabei zusätzlich frei wählbar.



**Bild 8.4:** Stromaufteilung mittels Verkopplungsregelung und Reglerrekonfiguration a) Blockschaltbild der IMC-Verkopplungsregelung mit zu rekonfigurierenden Blöcken. Der Gesamtmodellfehler wird in Abhängigkeit von  $f_2$  aufgeteilt.  $I_{q\text{soll},1}$  wird in Abhängigkeit von  $f = 0,5$  gebildet.  $I_{q\text{soll},2}$  hingegen wird nach Gleichung (8.6) in Abhängigkeit des stellbaren Stroms gebildet. Der IMC-Regler  $Q_1$  und das IMC-Modell  $\hat{S}_1^*$  von Motor 1 werden fehlerabhängig adaptiert (IMC-Struktur wird für eine bessere Darstellung vereinfacht dargestellt) b) Simulation der Stromregelung bei einem Sprung des  $I_q$ -Gesamtsollstroms. Zum Zeitpunkt 0,6 s fällt Phase a in Motor 1 aus und die Regelung wird rekonfiguriert.  $I_{q1}$  beginnt zu schwingen und  $I_{q2}$  gleicht dies aus, in dem es um  $180^\circ$  phasenverschoben schwingt. Somit ist der Gesamtstrom  $I_{q\text{sum}}$  annähernd konstant.  $I_{d2}$  kann zu null geregelt werden

Durch die Verwendung der IMC-Struktur ergibt sich ein modularer Ansatz, der mit und ohne Ak-torredundanz einsetzbar ist und sowohl für mehrere Motoren als auch für mehrphasige Maschinen genutzt werden kann, ohne den Ansatz anpassen zu müssen.

---

## 9 Rekonstruktion von Sensorsignalen

---

Die Rekonstruktion der Sensorsignale dient der Erhöhung der Verfügbarkeit des Systems bei gleichzeitigem Niedrighalten der Ausfallraten. Die ISO 26262 [46] schreibt z.B. für das automatisierte Fahren das Sicherheitslevel ASIL D vor, hier muss ein „single point of fault“ vermieden werden. Dies kann durch eine redundante Ausführung der verwendeten Sensoren sichergestellt werden, dies erhöht aber die Ausfallrate und außerdem die Kosten. Um dies zu vermeiden, wird im Folgenden dargestellt, welche benötigten Sensorsignale mit analytischen Redundanzen rekonstruiert werden können. Die Verwendung der gleichen Modelle bei der Sensorrekonstruktion und der Regelung dient dabei einer guten Rekonfigurierbarkeit im Fehlerfall. Dies erleichtert die Adaptierbarkeit der Regelung und die rekonstruierten Signale sind konsistent zur verwendeten Regelung.

---

### 9.1 Relevante Sensorsignale

Die für die EPS erforderlichen Sensorsignale sind

- das Lenkmoment  $M_{SC}$ ,
- der Lenkwinkel  $\varphi_{Le}$ ,
- der Rotorlagewinkel  $\varphi$
- und die Phasenströme  $I_l$ .

Der Momentensensor an der Lenkstange sollte nach Kapitel 4 redundant ausgelegt werden, daher wird hier keine Rekonstruktion benötigt. Der Lenkwinkel lässt sich unter vereinfachenden Annahmen aus dem Lenkradmoment und dem Rotorlagewinkel bestimmen. Der Rotorlagewinkel  $\varphi$  bzw. der elektrische Winkel  $\varphi_{el} = p\varphi$  und die Phasenströme  $I_l$  werden für die Regelung der PMSM benötigt und sollen im Folgenden unabhängig von den restlichen EPS Sensoren rekonstruiert werden, was den Vorteil mit sich bringt, dass diese Methode auch in anderen Bereichen einsetzbar ist. Das vorgestellte Verfahren zur Rekonstruktion vom Rotorlagewinkel verzichtet bewusst auf zusätzliche überlagerte Stellgrößensignale in kleinen Geschwindigkeitsbereichen, wie z.B. in [90, 69, 21, 75], was in der sicherheitskritischen Eigenschaft der EPS begründet liegt.

Die Unbeobachtbarkeit des Rotorlagewinkels  $\varphi$  im Stillstand der elektrischen Maschine wird in dem, auf einem Extended Kalmanfilter basierenden, Verfahren explizit genutzt, wodurch ein Verfahren für den kompletten Geschwindigkeitsbereich verwendet werden kann und kein Umschalten zwischen Verfahren notwendig ist, wie z.B. in [83].

## 9.2 Schätzverfahren für $\varphi_{el}$ , $\omega_{el}$ und $I_t$

Durch die Benutzung eines Kalmanfilters können bestimmte Ungenauigkeiten im Modell wie auch in der Messung explizit berücksichtigt werden [29]. Unter der Annahme von weißem Rauschen wird der quadratische Schätzfehler minimiert. Für nichtlineare Systeme kann der diskrete Kalmanfilter zum Extended Kalmanfilter (EKF) erweitert werden. Dafür wird der nichtlineare Prozess zu jedem diskreten Zeitpunkt  $k$  linearisiert. Im Folgenden soll zunächst der Algorithmus der EKF beschrieben werden, eine ausführliche Herleitung ist z.B. in [27] zu finden.

### 9.2.1 Extended Kalmanfilter

Der nichtlineare Prozess kann mit

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \mathbf{w}(k)) \quad (9.1)$$

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{h}(\mathbf{x}(k), \mathbf{v}(k)) \quad (9.2)$$

beschrieben werden. Mit dem Zustandsvektor  $\mathbf{x}(k)$ , dem Eingangsvektor  $\mathbf{u}(k)$ , dem Ausgangsvektor  $\mathbf{y}(k)$ , dem Systemrauschen  $\mathbf{w}(k)$  und dem Messrauschen  $\mathbf{v}(k)$ .

Da der EKF ein Prädiktor-Korrektor Verfahren ist, wird der neue Zustand des Systems zunächst über das nichtlineare Systemmodell

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}(k), \mathbf{u}(k), \mathbf{w}(k)) \quad (9.3)$$

prädictiert. Hieraus entsteht die a priori Schätzung des Zustandsvektors  $\hat{\mathbf{x}}^-(k+1)$ . Die a priori Kovarianzmatrix wird mittels

$$\mathbf{P}^-(k+1) = \mathbf{A}(k) \mathbf{P}(k) \mathbf{A}^T(k) + \mathbf{Q}(k) \quad (9.4)$$

berechnet, mit der Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}(k)$ , der linearisierten Systemmatrix  $\mathbf{A}(k)$  und der Systemkovarianzmatrix  $\mathbf{Q}(k)$ , wobei

$$\mathbf{A}(k) = \left. \frac{\delta \mathbf{f}}{\delta \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}(k), \mathbf{u}(k), 0} \quad (9.5)$$

$$\mathbf{Q}(k) = E [\mathbf{w}(k) \mathbf{w}^T(k)] \quad (9.6)$$

ist. Durch  $\mathbf{Q}(k)$  lassen sich die Unsicherheiten im System darstellen.

Im zweiten Schritt wird die a priori Schätzung über das Messupdate korrigiert. Dabei wird eine Kalmanverstärkung über

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{P}^-(k) \mathbf{C}^T(k) \left( \mathbf{C}(k) \mathbf{P}^-(k) \mathbf{C}^T(k) + \mathbf{R}(k) \right)^{-1} \quad (9.7)$$

bestimmt, mit der linearisierten Ausgangsmatrix  $\mathbf{C}(k)$  und der Messkovarianzmatrix  $\mathbf{R}(k)$ . Diese ergeben sich aus

$$\mathbf{C}(k) = \left. \frac{\delta \mathbf{h}}{\delta \mathbf{x}} \right|_{\hat{\mathbf{x}}(k),0} \quad (9.8)$$

$$\mathbf{R}(k) = E [\mathbf{v}(k) \mathbf{v}^T(k)]. \quad (9.9)$$

Über  $\mathbf{R}(k)$  lassen sich Unsicherheiten in der Messung wie Messrauschen berücksichtigen.

Die a posteriori Schätzung ergibt sich aus

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \hat{\mathbf{x}}^-(k) + \mathbf{K}(k) (\mathbf{y}(k) - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^-(k), 0)) \quad (9.10)$$

und die a posteriori Kovarianzmatrix aus

$$\mathbf{P}(k) = (\mathbf{I} - \mathbf{K}(k) \mathbf{C}(k)) \mathbf{P}^-(k). \quad (9.11)$$

### 9.2.2 Erweiterungen des EKF

Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{P}(k)$  ist eine symmetrische Matrix. Diese Eigenschaft ist wichtig für die Stabilität des Filters. Auf Grund numerischer Probleme besteht die Möglichkeit, dass bei der Berechnung von  $\mathbf{P}(k)$  mittels (9.11) diese Eigenschaft verletzt wird. Die Folge kann eine Destabilisierung des Filters sein, daher soll  $\mathbf{P}(k)$  nach [79] zwangssymmetrisiert werden. Die einfachste Möglichkeit dies zu tun, ist

$$\mathbf{P}_{\text{sym}}(k) = \frac{\mathbf{P}(k) + \mathbf{P}^T(k)}{2}. \quad (9.12)$$

Eine weitere Erweiterung des Extended Kalmanfilters ist die sequentielle Verarbeitung der Messgrößen im Korrekturschritt, siehe [85] und [27]. Der erste Vorteil dieser Maßnahme ist, dass ausgefallene Messgrößen aus dem Filteralgorithmus einfach zu entfernen sind, ohne die Schätzerstruktur zu verändern. Weiter können Messupdates einzelner Messgrößen in unterschiedlichen Intervallen durchgeführt werden und die Rechenzeit wird reduziert.

Die Filter-Korrektur kann sequentiell durchgeführt werden, wenn das Messrauschen  $\mathbf{v}(k)$  als unkorreliert angenommen wird und somit Fehler in den Messgrößen keinen Einfluss auf die anderen Messgrößen besitzen. Die Kovarianzmatrix  $\mathbf{R}$  aus (9.9) ergibt sich somit zu einer Diagonalmatrix.

### 9.2.3 Anwendung des EKF auf das System

Der Kalmanalgorithmus muss nun auf die PMSM angewandt werden. Hierfür sind zunächst die zu schätzenden Zustände  $\mathbf{x}(k)$  zu wählen. Nach Abschnitt 3.1 müssen als Zustände die Ströme, der elektrische Winkel und die elektrische Winkelgeschwindigkeit gewählt werden. Dabei stellt sich zunächst die Frage, welches Koordinatensystem gewählt wird. Untersuchungen haben gezeigt, dass das rotorfeste Koordinatensystem gegenüber dem statorfesten Koordinatensystem keine Vorteile bei der Schätzung bringt. Die Wahl des rotorfesten Koordinatensystems hätte weiter

zur Folge, dass die Ausgangsfunktion (9.2) nichtlinear wird. Um eine Linearisierung der Ausgangsgleichungen zu vermeiden, wird daher das statorfeste Koordinatensystem gewählt. Damit ergibt sich der Zustandsvektor zu

$$\mathbf{x}(k) = [I_\alpha \quad I_\beta \quad \varphi_{\text{el}} \quad \omega_{\text{el}}]^T. \quad (9.13)$$

Die Änderung der Ströme lassen sich mittels (3.35) modellieren. Die Änderung des elektrischen Winkels  $\varphi_{\text{el}}$  lässt sich nach (3.27) als Integration der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{el}}$  modellieren. Die physikalische Modellierung der Änderung der elektrischen Winkelgeschwindigkeit hingegen erweist sich als schwierig. Die Änderung der Winkelgeschwindigkeit entspricht der Winkelbeschleunigung, die wiederum abhängig vom Eingangs- und Lastmoment ist

$$J \frac{d\omega}{dt} = M_{\text{el}} - M_{\text{load}}. \quad (9.14)$$

Das Lastmoment  $M_{\text{load}}$  ist in der Regel nicht bekannt. Daher soll für die Modellierung der Winkelgeschwindigkeitsänderung ein Zufallsprozess mit dem weißen Rauschen  $v_\omega(t)$  verwendet werden. Ein typischer Ansatz ist die Änderung der Winkelgeschwindigkeit als unbekannt anzunehmen und sie deshalb zu null zu wählen, siehe [13]. Diese Annahme ist legitim, da die Dynamik des elektrischen Teilsystems wesentlich höher ist als die des mechanischen Teilsystems. Dies hat zur Folge, dass der Filter die Änderung der Winkelgeschwindigkeit nachführen muss. Umso höher das Systemrauschen für diesen Zustand angenommen wird, desto schneller kann der Filter die Winkelgeschwindigkeit nachführen. Eine Verbesserung verspricht das in [8] beschriebene erweiterte Lastmodell. Hier wird die Geschwindigkeitsänderung über das elektrische Moment der Maschine und einem konstanten Lastmoment modelliert. So muss nur das Lastmoment von dem Filter nachgeführt werden. Nachteilig ist hier, dass die Unsicherheit des Lastmomentes allein nur schwer modelliert werden kann, weshalb sie in [8] konstant gewählt wird. Weiter kann mit diesem Modell nicht die Information genutzt werden, dass die Geschwindigkeit null sein muss, wenn das System unbeobachtbar ist. Um diese Information nutzen zu können, wird in dieser Arbeit die Änderung der Winkelgeschwindigkeit als Zufallsprozess mit der Charakteristik eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung modelliert

$$\dot{\omega}_{\text{el}} = -\frac{\omega_{\text{el}}}{T_\omega} + v_\omega, \quad (9.15)$$

mit der Zeitkonstanten  $T_\omega$ . In Abhängigkeit von dieser läuft die Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{el}}$  immer gegen null. Das heißt, sollte der Filter den Zustand nicht nachführen können, da das System unbeobachtbar ist, ergibt sich

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \omega_{\text{el}} = 0.$$

Im Bereich kleiner Drehzahlen muss  $T_\omega$  verhältnismäßig klein gewählt werden, um eine gute Filterperformance zu erreichen, wie im Abschnitt 9.3 gezeigt wird. Da eine kleine Zeitkonstante  $T_\omega$  bei höheren Drehzahlen und höheren Momenten die Schätzgüte verschlechtert, wird  $T_\omega$  in Abhängigkeit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{\text{el}}$  und des Stroms  $I_q$  über

$$T_\omega(\omega_{\text{el}}, I_q) = \begin{cases} T_{\omega_0} + f_C(I_q) & |\omega_{\text{el}}| \leq b_\omega \\ T_{\omega_0} + m_\omega |\omega_{\text{el}} - b_\omega \text{sign}(\omega_{\text{el}})| + f_C(I_q) & |\omega_{\text{el}}| > b_\omega \end{cases} \quad (9.16)$$

mit

$$f_C(I_q) = \begin{cases} 0 & \left| \frac{3}{2} p \Psi_{PM} I_q \right| \leq M_c \\ C_\omega & \text{sonst} \end{cases} \quad (9.17)$$

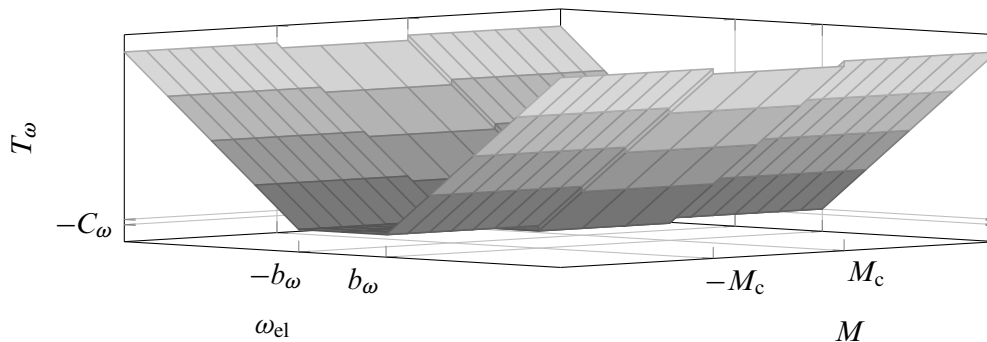
adaptiert. Hierbei wird  $b_\omega$  genutzt, um die Totzone einzustellen, in der  $T_\omega$  unabhängig von  $\omega_{el}$  ist. Dabei wird  $T_{\omega_0}$  als Offset verwendet, damit  $T_\omega$  nicht Null werden kann. Mittels  $m_\omega$  wird eingestellt, wie schnell sich  $T_\omega$  vergrößert.  $M_c$  ist die trockene Reibung, welches überwunden werden muss, bevor  $T_\omega$  um die Konstante  $C_\omega$  vergrößert wird. Bild 9.1 zeigt den qualitativen Verlauf von  $T_\omega$ . Die Struktur von  $T_\omega$  wird in Abschnitt 9.3 weiter motiviert. Durch die Adaption ergibt sich für die Modellgleichung (9.15) für steigende Winkelgeschwindigkeiten

$$\lim_{\omega_{el} \rightarrow \infty} \dot{\omega}_{el} = \lim_{\omega_{el} \rightarrow \infty} -\frac{\omega_{el}}{T_\omega(\omega_{el})} = -\frac{1}{m_\omega}.$$

Wird bei höheren Geschwindigkeiten ein konstanter Eingang von

$$f_u(\omega_{el}) = \begin{cases} \frac{1}{m_\omega} & |\omega_{el}| > \omega_{\min} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

auf die rechte Seite von Gleichung (9.15) addiert, würde wieder das Modell  $\dot{\omega}_{el} = 0$  angenähert. Dies lässt ein besseres Schätzergebnis bei hohen Geschwindigkeiten vermuten, da der systematische Modellfehler minimiert werden würde. In den durchgeführten Messungen hat sich aber keine Verbesserung der Schätzung ergeben und die Anpassung wird vernachlässigt.



**Bild 9.1:** Qualitativer Verlauf von  $T_\omega$ , in Abhängigkeit von  $\omega_{el}$  und  $M$

Der Eingangsvektor ergibt sich nach Gleichung (3.3) zu

$$\mathbf{u}(k) = [d_a \quad d_b \quad d_c]^T. \quad (9.18)$$

Hierbei ist zu beachten, dass für die Linearisierung (9.5) von  $\mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k))$  lediglich (3.1) verwendet wird und die zusätzlichen Spannungsabfälle  $U_{TG}$  und  $U_{VL}$  im Umrichter vernachlässigt werden. Die Verwendung des detaillierteren Modelles hat für die Varianzbildung bei der Validierung des Schätzers zu keiner signifikanten Steigerung der Schätzgüte geführt und wird zur Rechenzeitreduktion vereinfacht. Damit ergibt sich aus (9.5) nach der Diskretisierung (A.1) die

diskrete Systemmatrix zu

$$\mathbf{A}(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{2RT_s}{3L} & 0 & \frac{2T_s}{3L}\Psi_{\text{PM}}\hat{\omega}_{\text{el}}(k)\cos(\hat{\varphi}_{\text{el}}(k)) & \frac{2T_s}{3L}\Psi_{\text{PM}}\hat{\omega}_{\text{el}}(k)\sin(\hat{\varphi}_{\text{el}}(k)) \\ 0 & 1 - \frac{2RT_s}{3L} & \frac{2T_s}{3L}\Psi_{\text{PM}}\hat{\omega}_{\text{el}}(k)\sin(\hat{\varphi}_{\text{el}}(k)) & -\frac{2T_s}{3L}\Psi_{\text{PM}}\hat{\omega}_{\text{el}}(k)\cos(\hat{\varphi}_{\text{el}}(k)) \\ 0 & 0 & 1 & T_s \\ 0 & 0 & 0 & 1 - \frac{T_s}{T_\omega} \end{bmatrix}. \quad (9.19)$$

Zur Berechnung der a priori Schätzung (9.3) wird weiterhin (3.3) verwendet.

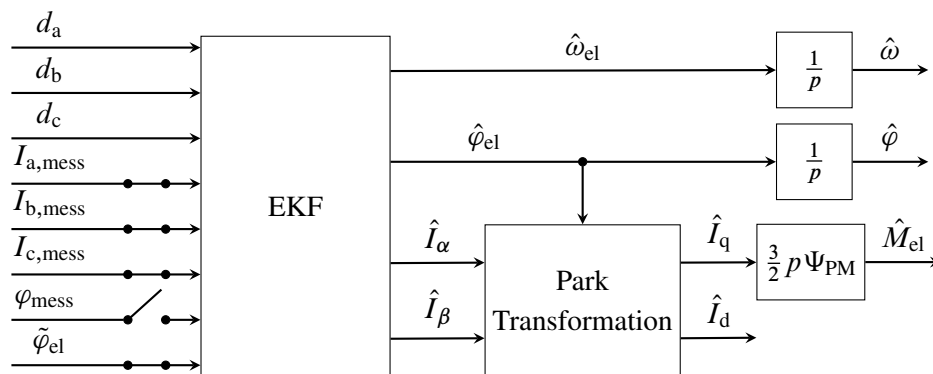
Der Ausgangsvektor hängt von der Anzahl der verbauten Stromsensoren ab. Gibt es einen Stromsensor für jede Phase, ergibt sich der Ausgangsvektor zu

$$\mathbf{y}(k) = [I_{\text{a,mess}} \quad I_{\text{b,mess}} \quad I_{\text{c,mess}} \quad \varphi_{\text{mess}}]^T. \quad (9.20)$$

Beim Ausfall eines Sensors fällt dieser in (9.20) weg, ebenso wie die entsprechende Zeile in der Ausgangsmatrix (9.8). Dies kann über die sequentielle Verarbeitung der Messsignale leicht bewerkstelligt werden. Sind nur zwei Stromsensoren verbaut, kann der Ausfall von einem Stromsensor toleriert werden. Sind drei verbaut, dürfen zwei Stromsensoren ausfallen. Beim Ausfall des Rotorlagewinkelsensors  $\varphi_{\text{mess}}$  ergibt sich eine Besonderheit. Damit die Schätzung in allen Arbeitspunkten mit der gewünschten Schätzgüte funktioniert, wird ein weiteres Stützsignal benötigt, wie in Abschnitt 9.3 genauer erläutert wird. Das aus den Stromsignalen konstruierte Stützsignal entspricht dem elektrischen Winkel  $\varphi_{\text{el}}$  und der Ausgangsvektor (9.20) wird zu

$$\mathbf{y}(k) = [I_{\text{a,mess}} \quad I_{\text{b,mess}} \quad I_{\text{c,mess}} \quad \varphi_{\text{mess}} \quad \tilde{\varphi}_{\text{el}}]^T \quad (9.21)$$

erweitert. Mit Hilfe der sequenziellen Verarbeitung der Signale lässt sich im fehlerfreien Fall das Stützsignal  $\tilde{\varphi}_{\text{el}}$  wegschalten und im Fehlerfall hinzuschalten sowie auch die anderen Signale wegschalten. Bild 9.2 zeigt die für den EKF notwendigen Eingangsgrößen und dass diese weggeschaltet werden können sowie die sich aus der Schätzung ergebenden Schätzgrößen.



**Bild 9.2:** Eingänge (Modelleingänge und Messgrößen) und geschätzte Größen des Kalmanfilters. Die Messgrößen lassen sich in Abhängigkeit ihrer Verfügbarkeit wegschalten

Da es sich bei dem verwendeten Motormodell aus Abschnitt 3.1.2 um ein Grundwellenmodell handelt, werden die entsprechenden Grundwellen der Ströme  $I_{l,\text{mess}}$  aus den Rohsignalen wie bei

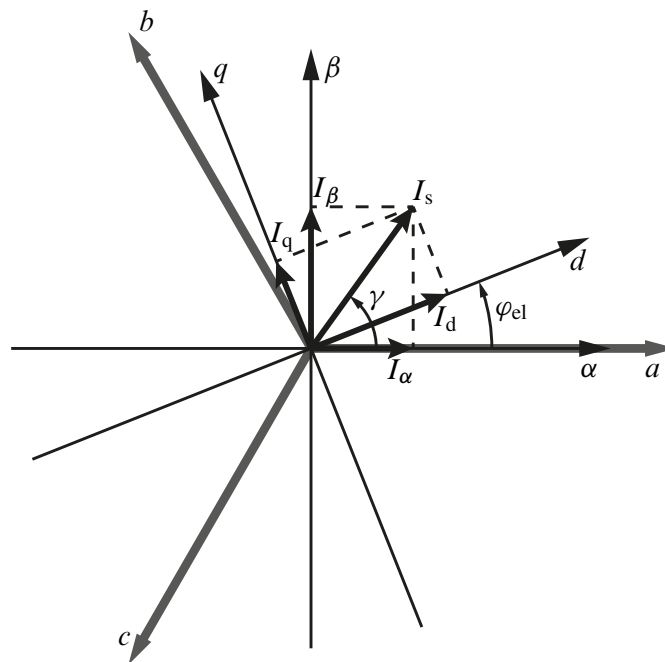
der Fehlerdiagnose mittels eines PT1-Filters herausgefiltert. Die Strommessungen in (9.20) und (9.21) ergeben sich aus (6.5) mit der Zeitkonstante  $T_{\text{filt},I} = \frac{1}{1111}$  s.

Wie bereits erwähnt, ist  $\mathbf{h}(\mathbf{x}(k), 0)$  gleich  $\mathbf{C}$  und aus (9.8) ergibt sich mit der inversen Clarke-Transformation (A.3) und (3.21) sowie der Annahme, dass das Stützsignal  $\varphi_{el}$  entspricht

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{p} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.22)$$

#### 9.2.4 Konstruktion des Stützsignals $\tilde{\varphi}_{el}$

Bild 9.3 zeigt, wie sich der Stromzeiger  $I_s$  in den unterschiedlichen Koordinatensystemen zusammensetzt. Hieraus lässt sich der Zusammenhang zwischen den Strömen und dem elektrischen Winkel erkennen.



**Bild 9.3:** Zusammenhang zwischen den stator- und rotorfesten Koordinatensystemen

Der elektrische Winkel  $\varphi_{el}$  ist definiert als der Winkel zwischen der statorfesten  $\alpha$ -Achse und der rotorfesten  $d$ -Achse. Da das  $dq$ -Koordinatensystem orthogonal ist, schließen die beiden zugehörigen Achsen einen Winkel von  $\frac{\pi}{2}$  ein, wodurch sich der Winkel zwischen der  $q$ -Achse und

der  $\alpha$ -Achse zu  $\varphi_{\text{el}} + \frac{\pi}{2}$  ergibt. Der Stromzeiger  $I_s$  setzt sich im orthogonalen statorfesten  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem aus  $I_\alpha$  und  $I_\beta$  zusammen und der eingeschlossene Winkel zwischen  $I_s$  und  $I_\alpha$  ergibt sich zu

$$\gamma = \arctan\left(\frac{I_\beta}{I_\alpha}\right). \quad (9.23)$$

Unter der Annahme, dass  $I_d = 0$  ist, entspricht  $I_q$  dem Gesamtstrom  $I_s$ , was bei einer funktionierenden Stromregelung, die nicht im Feldschwächebereich arbeitet, zutrifft. Hiermit lässt sich ein Zusammenhang zwischen den statorfesten  $\alpha\beta$ -Strömen, dem rotorfesten  $I_q$  und dem elektrischen Winkel zu

$$\tilde{\varphi}_{\text{el}} = \gamma - \text{sign}(I_q) \frac{\pi}{2} = \arctan\left(\frac{I_\beta}{I_\alpha}\right) - \text{sign}(I_q) \frac{\pi}{2} \quad (9.24)$$

bestimmen. Anzumerken ist hierbei, dass es sich bei der Implementierung um den erweiterten vier Quadranten Arkustangens handelt und sich somit Werte im Intervall  $[-\pi, \pi]$  ergeben.  $\tilde{\varphi}_{\text{el}}$  bewegt sich somit in Abhängigkeit von  $I_q$  im Intervall von  $[-\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}]$  oder  $[-\frac{3\pi}{2}, \frac{\pi}{2}]$ . Diese beiden Gültigkeitsbereiche der Messung  $\tilde{\varphi}_{\text{el}}$  führen dazu, dass (9.2) im Innovationsschritt des Kalmanfilters

$$\mathbf{i}(k) = \mathbf{y}(k) - \mathbf{h}(\hat{\mathbf{x}}^-(k), 0) \quad (9.25)$$

in (9.10) auf das passende Intervall, in Abhängigkeit von  $I_q$ , für den Zustand  $\varphi_{\text{el}}$  transformiert werden muss. Die Transformation ergibt sich mittels der Modulo-Funktion zu

$$h(\hat{\varphi}_{\text{el}}^-(k), 0)_{\text{trans}} = \hat{\varphi}_{\text{el}_{\text{trans}}}^-(k) = \text{mod}\left(\hat{\varphi}_{\text{el}}^-(k) + \pi + \text{sign}(I_{q_{\text{filt}}}) \frac{\pi}{2}, 2\pi\right) - \pi - \text{sign}(I_{q_{\text{filt}}}) \frac{\pi}{2}. \quad (9.26)$$

Der Strom  $I_{q_{\text{filt}}}$  ist hierbei der mittels eines Butterworthfilters gefilterte Strom  $I_q$ . Die Filterung soll unnötiges Springen der Signumfunktion beim Nulldurchgang vermeiden. Weiter muss auf Grund der Unstetigkeit zwischen  $\pi$  und  $-\pi$  des vier Quadranten Arkustanges der Innovationsschritt  $i_\varphi(k)$  für den Zustand  $\varphi_{\text{el}}$  modifiziert werden, da es sonst dazu kommen kann, dass die Messung bereits die Unstetigkeit überschritten hat und der Zustand aber nicht oder umgekehrt. Dies würde zu einer Destabilisierung des Filters führen, da hier eine Differenz von  $2\pi$  vom Filter erkannt werden würde, obwohl die Messung und der Zustand nahezu gleich sind. Die Modifikation erfolgt mittels

$$i_{\varphi_{\text{mod}}}(k) = \begin{cases} i_\varphi(k) - 2\pi \text{sign}(i_\varphi(k)) & |i_\varphi(k)| > \pi \\ i_\varphi(k) & \text{sonst} \end{cases}. \quad (9.27)$$

Die Qualität des Stützsignals  $\tilde{\varphi}_{\text{el}}$  hängt stark von der Regelgüte von  $I_d$  ab. Der Fehler, der durch  $I_d \neq 0$  verursacht wird, lässt sich, wie in Bild 9.3 nachvollziehbar, mittels

$$\tilde{\varphi}_{\text{el}_{\text{err}}} = \arctan\left(\frac{I_d}{I_q}\right) \quad (9.28)$$

bestimmen. Mit dieser Gleichung zeigt sich weiter, dass sich  $I_d \neq 0$  umso stärker auf  $\tilde{\varphi}_{\text{el}}$  auswirkt, desto kleiner  $I_q$  ist. Das bedeutet, dass für kleine  $I_q$ , also kleine Momente, das Stützsignal nicht verwendbar ist. Um eine Stützung auf das Signal bei kleinen Momenten zu vermeiden, muss die Messvarianz entsprechend adaptiert werden.

### 9.2.5 Modellierung der Mess- und Systemvarianz

Die Messkovarianzmatrix  $\mathbf{R}(k)$  modelliert die Unsicherheiten der verwendeten Messsignale und ergibt sich zu

$$\mathbf{R}(k) = \begin{bmatrix} \sigma_I^2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_I^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_I^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_\varphi^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}^2(k) \end{bmatrix}. \quad (9.29)$$

Wie sich an  $\mathbf{R}(k)$  erkennen lässt, werden die einzelnen Messsignale als unkorreliert angenommen. Weiter werden die Messvarianzen der Stromsignale  $\sigma_I^2$  als gleich groß und konstant angenommen. Ebenso wird die Messvarianz des Winkelsignals  $\sigma_\varphi^2$  als konstant angenommen. Die Messvarianzen können im Stillstand der Maschine bestimmt werden. Hierzu werden die gemessenen Signale von ihren Mittelwerten bereinigt und deren Standardabweichung bestimmt. Beim Ausfall des Rotorlagewinkelsensors kommt das Stützsignal  $\tilde{\varphi}_{el}(k)$  zum Einsatz. Wie bereits beschrieben, muss die Messvarianz  $\sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}^2(k)$  dieses Signals adaptiert werden. Der Betrag  $|\tilde{\varphi}_{el, err}(k)|$  des sich in (9.28) ergebenden Fehlers wird als Grundlage für die Abschätzung der Messvarianz verwendet. Da  $\tilde{\varphi}_{el, err}(k)$ , besonders bei größeren Fehlern, stark schwankt und Nulldurchgänge besitzt, ist dessen Betrag nicht direkt als Standardabweichung verwendbar. Gewünscht ist, dass die Messvarianz schnell ansteigt, falls der Fehler des Stützsignals zunimmt, ansonsten aber nicht stark fluktuiert. Weiter sind Werte von null nicht erwünscht, da es zu numerischen Problemen führen und somit den Kalmanfilter destabilisieren könnte. Um diese Anforderungen zu erfüllen, wird  $|\tilde{\varphi}_{el, err}(k)|$  nur bei negativen Flanken gefiltert. Gefiltert wird mit einem diskreten Verzögerungsglied erster Ordnung, wodurch sich mit der Filtergleichung die Standardabweichung zu

$$\sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}(k+1) = \begin{cases} \tilde{\varphi}_{el, err}(k) & \sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}(k) < \tilde{\varphi}_{el, err}(k) \\ \sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}(k) + \frac{(\tilde{\varphi}_{el, err}(k) - \sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}(k)) T_s}{T_{\text{filt}, \tilde{\varphi}_{el}}} & \text{sonst} \end{cases} \quad (9.30)$$

ergibt. Die Filterzeitkonstante  $T_{\text{filt}, \tilde{\varphi}_{el}}$  hängt davon ab wie stark  $\tilde{\varphi}_{el, err}(k)$  fluktuiert, dies ist Abhängig von der Reglerperformance. Der Filtereffekt wird in Bild 9.4 veranschaulicht.

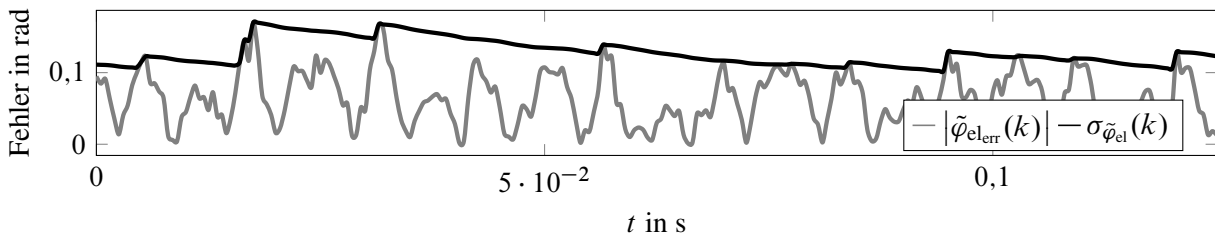


Bild 9.4: Vergleich von  $|\tilde{\varphi}_{el, err}(k)|$  und  $\sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}(k)$

Die Systemkovarianzmatrix  $\mathbf{Q}(k)$  ergibt sich zu der Blockdiagonalmatrix

$$\mathbf{Q}(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_I & 0 \\ 0 & \mathbf{Q}_{\varphi\omega}(k) \end{bmatrix} \quad (9.31)$$

mit den beiden Blöcken  $\mathbf{Q}_I$  für die Stromvarianzen und  $\mathbf{Q}_{\varphi\omega}(k)$  für die Kovarianzen von  $\varphi_{el}$  sowie  $\omega_{el}$ . Die Varianzen  $I_\alpha$  und  $I_\beta$  werden als konstant und unkorreliert angenommen. Somit ergibt sich der erste Block in (9.31) zu

$$\mathbf{Q}_I = \begin{bmatrix} \sigma_\alpha^2 & 0 \\ 0 & \sigma_\beta^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_\alpha^2 & 0 \\ 0 & \sigma_\alpha^2 \end{bmatrix}. \quad (9.32)$$

Die Standardabweichung  $\sigma_\alpha$  wird durch Simulation der Stromgleichungen bei bekanntem Rotorlagewinkel bestimmt. Die simulierten Ströme sollen zu 95,4 % im  $2\sigma$ -Band der gemessenen Ströme liegen (siehe [57]). Für die Bestimmung sollten möglichst viele unterschiedliche Arbeitspunkte angefahren werden, um eine gemittelte Unsicherheit im gesamten Arbeitsbereich zu bekommen.

Für zeitkontinuierliche Gleichungen kann angenommen werden, dass der Zustand des elektrischen Winkels  $\varphi_{el}$  keine Unsicherheit besitzt, da dieser direkt aus der Integration der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{el}$  folgt und hierbei kein Fehler gemacht wird. Lediglich für den Zustand  $\omega_{el}$  wird eine Unsicherheit angenommen, woraus sich

$$\mathbf{Q}_{\varphi\omega}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \sigma_\omega^2(t) \end{bmatrix} \quad (9.33)$$

ergibt. Wie in [27] hergeleitet, hängt der Zusammenhang zwischen  $\mathbf{Q}_{\varphi\omega}(t)$  und  $\mathbf{Q}_{\varphi\omega}(k)$  von der diskreten Transitionsmatrix  $\Phi_k$  ab, diese ergibt sich zu

$$\Phi_k = e^{\int_0^{T_s} A_{\varphi\omega} d\tau} = \begin{bmatrix} 1 & T_\omega \left(1 - e^{-\frac{T_s}{T_\omega}}\right) \\ 0 & e^{-\frac{T_s}{T_\omega}} \end{bmatrix}, \quad (9.34)$$

dabei ist  $A_{\varphi\omega}$  ein Teil der Systemmatrix und ergibt sich aus (9.15) und (3.27). Damit ergibt sich

$$\begin{aligned} \mathbf{Q}_{\varphi\omega}(k) &= \Phi_k \int_0^{T_s} \Phi_k^{-1} \mathbf{Q}_{\varphi\omega}(t) \Phi_k^{-1T} d\tau \Phi_k^T \\ &= \begin{bmatrix} \frac{T_\omega^2 \sigma_\omega^2(k) \left(2T_s - 3T_\omega + 4T_\omega e^{-\frac{T_s}{T_\omega}} - T_\omega e^{-\frac{2T_s}{T_\omega}}\right)}{2} & \frac{T_\omega^2 \sigma_\omega^2(k) e^{-\frac{2T_s}{T_\omega}} \left(e^{\frac{T_s}{T_\omega}} - 1\right)^2}{2} \\ \frac{T_\omega^2 \sigma_\omega^2(k) e^{-\frac{2T_s}{T_\omega}} \left(e^{\frac{T_s}{T_\omega}} - 1\right)^2}{2} & \frac{T_\omega \sigma_\omega^2(k) \left(1 - e^{-\frac{2T_s}{T_\omega}}\right)}{2} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (9.35)$$

Zur Bestimmung von  $\mathbf{Q}_{\varphi\omega}(k)$  fehlt lediglich die Standardabweichung  $\sigma_\omega(k)$ , welche mittels des Iststroms  $I_q$  und Sollstroms  $I_{q\text{soll}}$  bestimmt werden kann. Zunächst wird davon ausgegangen, dass die elektrische Winkelgeschwindigkeitsänderung im Modell null ist,

$$\omega_{el}(k+1) = \omega_{el}(k).$$

Hieraus ergibt sich, dass eine Änderung der Winkelgeschwindigkeit allein durch das Systemrauschen hervorgerufen werden kann. Somit muss die Standardabweichung  $\sigma_\omega(k)$  das aktuelle Beschleunigungspotential der elektrischen Maschine widerspiegeln. Ergibt sich für die Differenz

$$\Delta I = I_{q\text{soll}} - I_q \neq 0, \quad (9.36)$$

so befindet sich die elektrische Maschine nicht in einem stationären Zustand, sondern wird beschleunigt oder gebremst. Es ergibt sich ein direktes Maß für die Geschwindigkeitsänderung der mechanischen Rotorgeschwindigkeit  $\omega$  aus (9.36) mit dem Trägheitsmoment  $J$  des mechanischen Systems und Gleichung (3.37) zu

$$a = \frac{3}{2} \frac{p \Psi_{PM}}{J} \Delta I. \quad (9.37)$$

Da für die Standardabweichung lediglich das Beschleunigungspotential von Interesse ist, muss für die Varianzbildung von (9.37) der Absolutwert  $|a|$  genommen werden. Es hat sich gezeigt, dass sich  $|a|$  zeitverzögert auf die elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{el}$  auswirkt. Dieser Zeitverzug wird mittels eines diskreten  $PT_1$ -Verhaltens mit der Zeitkonstanten  $T_{\text{filt},a}$  modelliert. Weiter ist die trockene Reibung  $M_c$  im Stillstand der elektrischen Maschine zu berücksichtigen. Hieraus ergibt sich eine untere Grenze  $b_{\text{low}}$ , die  $|a|$  überschreiten muss, bevor es auf  $\omega_{el}$  wirkt. Diese ergibt sich zu

$$b_{\text{low}}(I_q, \omega_{el}) = \begin{cases} \frac{M_c}{c_0 J} & \left| \frac{3}{2} p \Psi_{PM} I_q \right| > M_c \wedge |\omega_{el}| < \omega_{el0} \\ \frac{M_c}{J} & \text{sonst} \end{cases}. \quad (9.38)$$

Der Parameter  $c_0$  ist hierbei größer eins zu wählen und verkleinert die untere Grenze, falls das sich aus  $I_q$  ergebende elektrische Moment  $M_{el}$  das Haftmoment  $M_c$  überschritten hat und die Winkelgeschwindigkeit klein ist, wobei der Winkelgeschwindigkeitsbereich mit  $\omega_{el0}$  eingegrenzt wird. Der Aufbau der unteren Grenze lässt sich wie folgt erklären. Ist das sich aus (9.36) ergebende potentielle Moment kleiner als das Haftmoment  $M_c$ , ist im Stillstand davon auszugehen, dass es zu keiner Geschwindigkeitsänderung kommt. Wird die trockene Reibung  $M_c$  aber erst einmal von dem elektrischen Moment  $M_{el}$  überschritten, kommt es zum Übergang von Haften zu Gleiten. Wie in der Stribeck-Kurve in [88] erkennbar, fällt die Reibung dann zunächst ab, dies wird mit der Verkleinerung durch  $c_0$  modelliert. Die Einschränkung der Verkleinerung auf einen kleinen Drehzahlbereich lässt sich hauptsächlich durch die Filtereigenschaft von  $b_{\text{low}}$  erklären. Durch die untere Grenze wird hochfrequentes Rauschen mit niedriger Amplitude herausgefiltert, was bei höheren Drehzahlen weiterhin ausgenutzt werden soll. Es kann somit eine Standardabweichung wie folgt aufgestellt werden

$$\sigma(k+1) = \begin{cases} 0 & a(k) < b_{\text{low}} \wedge \sigma(k+1) < b_{\text{low}} \wedge \sigma(k) = 0 \\ \sigma(k) + \frac{(a(k) - \sigma(k)) T_s}{T_{\text{filt},a}} & a(k) > b_{\text{low}} \vee \sigma(k+1) > b_{\text{low}} \\ \sigma(k) - \frac{\sigma(k) T_s}{T_{\text{filt},a}} & \text{sonst} \end{cases}. \quad (9.39)$$

Da die elektrische Winkelgeschwindigkeit nicht, wie zunächst angenommen, konstant modelliert wurde, sondern als exponentiell korrelierter Prozess (9.15), muss auf Grund der sich ergebenden spektralen Leistungsdichte des Modells nach [27] die Standardabweichung mit  $\sqrt{\frac{2}{T_\omega}}$  multipliziert werden. Dies führt durch die Adaption von  $T_\omega$  für kleine  $T_\omega$  zu einem zu schnellen Anstieg der Geschwindigkeit. Daher wird  $T_\omega$  hier auf mindestens zwei begrenzt. Da sich das Maß  $a$  auf die mechanische Rotorgeschwindigkeit bezieht, muss die sich ergebende Standardabweichung mit der Polpaarzahl  $p$  multipliziert werden. Um eine Destabilisierung des Filters zu vermeiden, falls das adaptive Rauschen zu klein wird, wird eine minimale Standardabweichung  $\sigma_{\omega_0}$  festgelegt. Die in

(9.35) verwendete Standardabweichung ergibt sich dann zu

$$\sigma_\omega(k) = \max \left( p \sqrt{\frac{2}{\max(T_\omega, 2)}} \sigma(k), \sigma_{\omega_0} \right). \quad (9.40)$$

Die sich ergebene Gesamtstruktur des Schätzers wird in Bild 9.5 verdeutlicht.

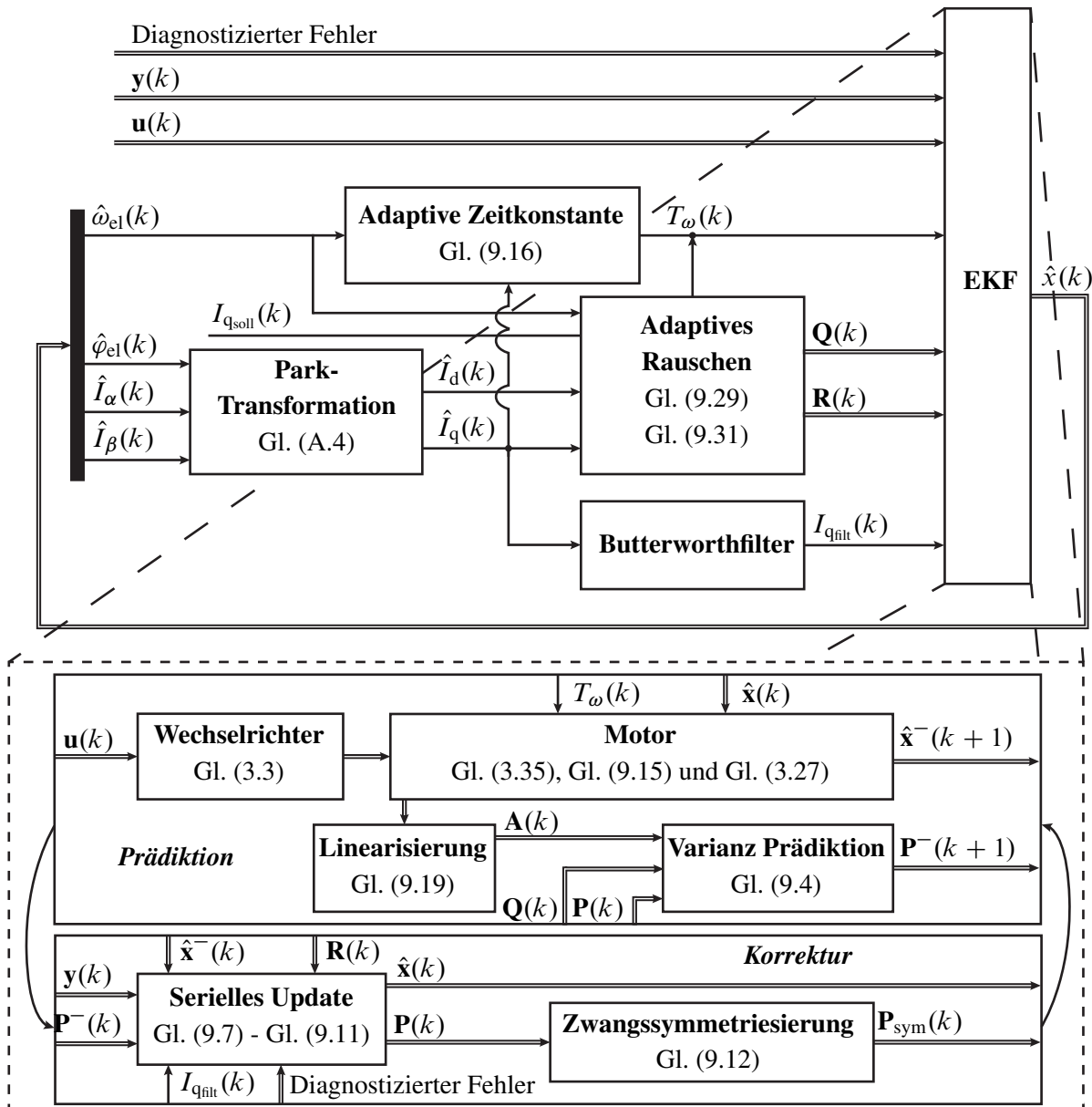


Bild 9.5: Aufbau der Sensorfusion der permanentenerregten Synchronmaschine

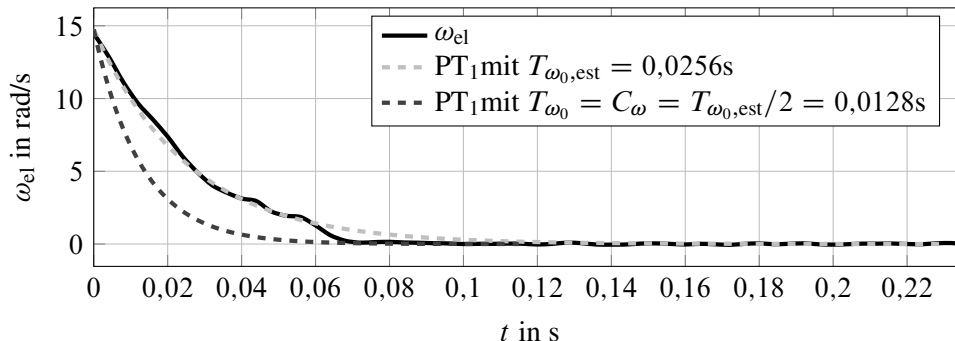
### 9.3 Rekonstruktion des Rotorlagewinkels

Im folgenden Abschnitt soll zunächst festgelegt werden, wie die Filterparameter für einen optimalen Betrieb des Kalmanfilters beim Ausfall des Rotorlagewinkelsensors eingestellt werden. Die

richtige Wahl der Filterparameter ist in diesem Fall besonders wichtig, da hier die Unbeobachtbarkeit des Systems, bei Stillstand der Maschine, den größten Einfluss hat. Anschließend wird die Schätzungsgüte des Filters in den besonders schwer zu schätzenden Arbeitsbereichen bewertet.

### 9.3.1 Einstellen der Filterparameter

Als erstes sollen *die Parameter für  $T_\omega$*  eingestellt werden. Die festzulegenden Parameter in (9.16) und (9.17) sind  $T_{\omega_0}$ ,  $b_\omega$ ,  $m_\omega$  und  $C_\omega$ . Das in Gleichung (9.15) beschriebene PT<sub>1</sub>-Verhalten soll genutzt werden, um im Stillstand, das heißt, wenn das System unbeobachtbar ist,  $\omega_{el}$  schätzen zu können. Hierfür wird zunächst nur der Bereich von kleinen Geschwindigkeiten betrachtet und davon ausgegangen, dass  $T_\omega = T_{\omega_0,est}$  konstant ist. Der Geschwindigkeitsverlauf kurz vor dem Stillstand muss mit dem PT<sub>1</sub>-Verhalten nachgebildet werden und die Wahl von  $T_{\omega_0,est}$  ist nicht nur von den physikalischen Parametern des Systems abhängig, sondern ebenfalls von der verwendeten Regelung. Da am Prüfstand eine Geschwindigkeitsregelung zum Einsatz kommt, kann mit dieser die Geschwindigkeit zu Null geregelt und ein Momentensprung als Störgröße aufgeschaltet werden. Durch den Momentensprung steigt die Geschwindigkeit kurz an und fällt dann wieder ab. Das Abfallen der Geschwindigkeit soll mit dem PT<sub>1</sub>-Glied möglichst gut abgebildet werden. Mittels z.B. einer Least-Squares Methode [45] kann die Zeitkonstante  $T_{\omega_0,est}$  ermittelt werden. Bild 9.6 zeigt eine solche Approximation der abfallenden Geschwindigkeit. Wie zu erkennen ist, lässt sich der Geschwindigkeitsverlauf gut mit der identifizierten Zeitkonstante approximieren.



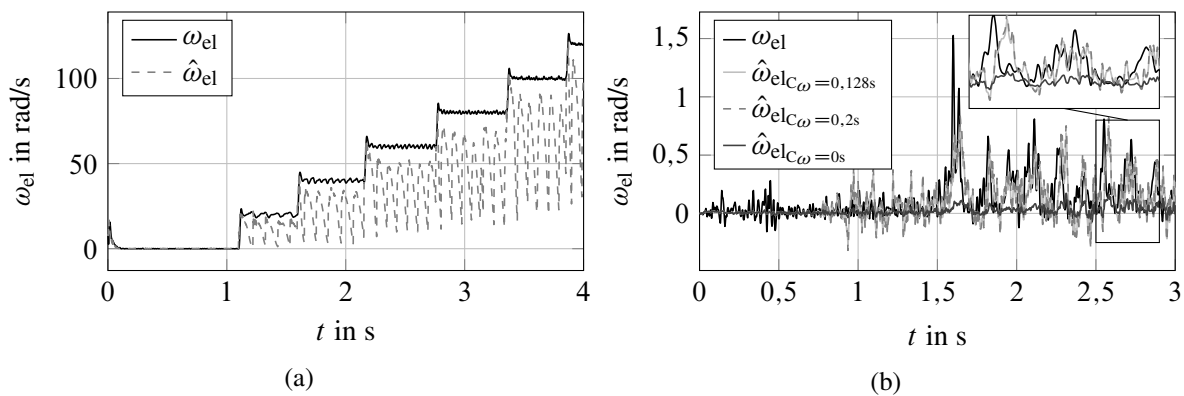
**Bild 9.6:** Approximation von  $\omega_{el}$  mittels eines PT<sub>1</sub>-Gliedes, wenn die Geschwindigkeit gegen Null läuft. Mit der geschätzten Zeitkonstanten  $T_{\omega_0,est}$  und der für den Filter verwendeten  $T_{\omega_0}$ . Der Motor wurde hierfür Drehzahl geregelt mit  $\omega_{soll} = 0$  und der Lastmotor wurde mit einem Momentensprung beaufschlagt

Das so dargestellte PT<sub>1</sub>-Modell mit einem konstanten, kleinen  $T_\omega$  hätte bei höheren Geschwindigkeiten einen fehlerhaften Einfluss auf die Schätzung  $\hat{\omega}_{el}$ , wie in Bild 9.7a zu sehen ist. Die Schätzung der Winkelgeschwindigkeit wird gegen Null gezogen. Um dem entgegenzuwirken, wird  $T_\omega$  mit steigender Geschwindigkeit über den Parameter  $m_\omega$  vergrößert. Die Steigung  $m_\omega$  muss als Kompromiss zwischen der Genauigkeit der Schätzung im kleinen Geschwindigkeitsbereich und dem fehlerhaften Einfluss des Modells auf die Schätzung bei höheren Drehzahlen gewählt werden. Zweckmäßig ist ein Wert von  $m_\omega = 0,2 \frac{s^2}{rad}$ .

Ein direkter Anstieg von  $T_\omega$  kann zu einer Destabilisierung des Filters führen. Daher legt  $b_\omega$  ein

Geschwindigkeitsbereich fest, in dem  $T_\omega$  konstant bleiben soll. Das konstant Halten von  $T_\omega$  im Bereich von  $|\omega_{el}| = 1 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  hat sich als zielführend erwiesen. Soweit würde sich für  $T_\omega$  Gleichung (9.16) ergeben, wobei  $T_{\omega_0} + f_C(I_q)$  noch durch  $T_{\omega_0,est}$  ersetzt wäre.

Ist das elektrische Moment kleiner als das Haftmoment  $M_c$ , so kann das Stützsignal  $\tilde{\varphi}_{el}$ , wie in Abschnitt 9.2.4 beschrieben, den Filter nicht stabilisieren, da das elektrische Moment zu klein ist. Dann ist im kleinen Geschwindigkeitsbereich ein  $T_\omega < T_{\omega_0,est}$  zur Stabilisierung sinnvoll. Die Wahl von  $T_{\omega_0} = \frac{T_{\omega_0,est}}{2}$  führt immer zu einem stabilen Filter. Dafür wird aber die Geschwindigkeit zu klein geschätzt, da die Geschwindigkeit durch das Modell zu schnell gegen Null gezogen wird, wie in Bild 9.7b zu erkennen ist ( $\hat{\omega}_{el}$  für  $C_\omega = 0$ ). Hier wird die Schätzung der elektrischen Winkelgeschwindigkeit  $\hat{\omega}_{el}$  bei einem rampenförmigen Anstieg des Motormoments ohne Last dargestellt. Wird die trockene Reibung  $M_c$  überwunden, kann das Stützsignal  $\tilde{\varphi}_{el}$  zur Stabilisierung des Filters genutzt werden und somit bedenkenlos  $T_\omega$  um einen Offset  $C_\omega$  erhöht werden, wodurch die Schätzung besser folgen kann.  $C_\omega$  wird zu  $\frac{T_{\omega_0,est}}{2}$  gewählt, womit sich im kleinen Geschwindigkeitsbereich in Summe wieder  $T_\omega = T_{\omega_0,est}$  ergibt. Zum Vergleich wird im Bild 9.7b noch eine Schätzung mit  $C_\omega = 0,2s$  dargestellt, was zu keiner Verbesserung der Schätzung führt.



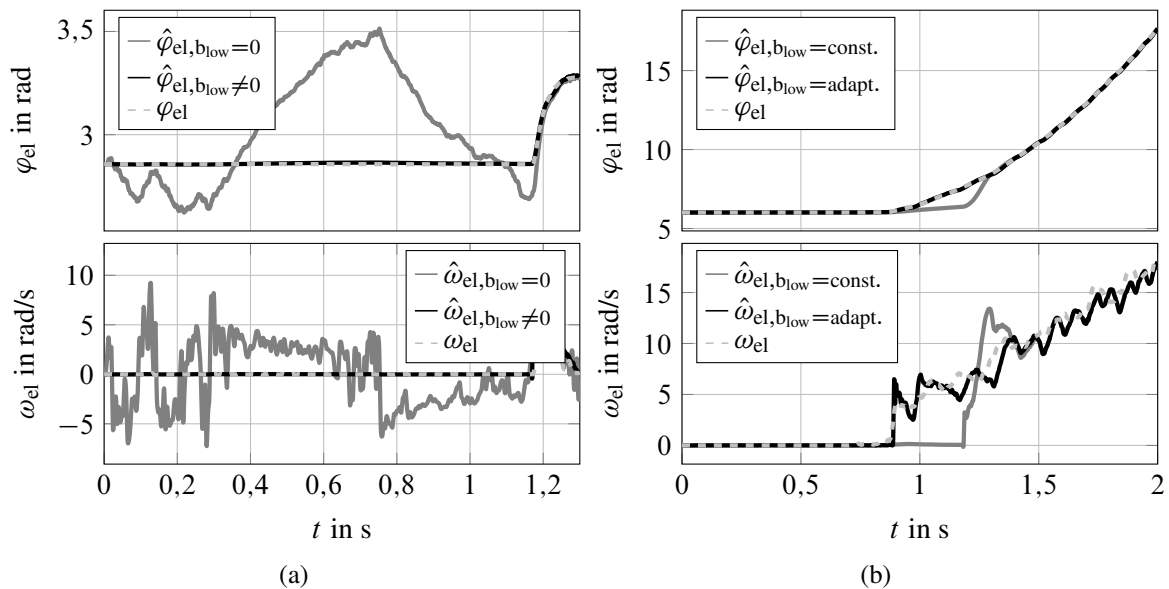
**Bild 9.7:** Auswirkung von  $T_\omega$  auf die Schätzung von  $\omega_{el}$  a)  $T_\omega$  wird klein und konstant gewählt. Die Schätzung  $\hat{\omega}_{el}$  wird gegen null gezogen b) Einfluss der Variation von  $C_\omega$  bei einem adaptiven  $T_\omega$  bei rampenförmigem Anstieg des Moments ohne Last

**Die Filterzeitkonstante**  $T_{\text{filt},I}$  ist so zu wählen, dass möglichst viele Oberwellen, die durch den Umrichter erzeugt werden, herausgefiltert werden. Die Filterzeitkonstante darf aber nicht zu groß gewählt werden, da sonst eine zu hohe Phasenverschiebung entstehen würde, die die Schätzung verschlechtern würde. Am Prüfstand 2.2 hat sich ein Wert von  $T_{\text{filt},I} = 0,001s$  als zweckdienlich erwiesen.

**Die Filterzeitkonstante**  $T_{\text{filt},\tilde{\varphi}_{el}}$  ist, wie bereits erwähnt, von der Reglerperformance abhängig. Ihre Wahl bildet ein Kompromiss zwischen der Robustheit des Filters und der Schnelligkeit, wie schnell das Stützsignal zur Stützung der Schätzung wieder verwendet werden kann, nachdem ein erhöhtes  $\tilde{\varphi}_{el,err}$  berechnet wurde.

Für **die untere Grenze**  $b_{\text{low}}$  in (9.38) muss zunächst die trockene Reibung  $M_c$  bestimmt werden. Dieses lässt sich über eine Momentenrampe und der Bestimmung des Losbrechmoments bestimmen. Das Trägheitsmoment  $J$  kann gegebenenfalls berechnet oder über Least-Squares identifiziert

werden. Die sich hieraus ergebende Grenze  $b_{\text{low}}$  führt zu einem Filtereffekt, wodurch sich eine hohe Schätzungsgüte auch im Stillstand ergibt. Bild 9.8a zeigt den Vergleich der Schätzungsgüte im Stillstand mit und ohne Verwendung von  $b_{\text{low}}$ . Durch diesen Filtereffekt kann ein langsamer Anstieg der Geschwindigkeit bei gleichzeitig kleinem Moment nicht zufriedenstellend geschätzt werden ohne eine Anpassung von  $b_{\text{low}}$ . Da in diesem Fall  $a$  nicht größer als  $b_{\text{low}}$  wird, ist die Varianz zu niedrig, um einen direkten Geschwindigkeitsanstieg der Schätzung zu erzeugen, wie in Bild 9.8b zu sehen. Dies führt zu einem Einbruch des Stroms, was wiederum den Filter stabilisiert, aber keine zufriedenstellendes Ergebnis ist. Um keinen Kompromiss bei der Schätzungsgüte zwischen langsamen Geschwindigkeitsanstiegen und dem Stillstand machen zu müssen, muss  $c_0$  so groß gewählt werden, dass auch langsame Geschwindigkeitsanstiege erkannt werden. Die Schätzung mit angepasstem  $c_0 = 1,5$  ist ebenfalls in Bild 9.8b zu sehen.  $\omega_{\text{el}0}$  schränkt die Absenkung von  $b_{\text{low}}$  auf einen kleinen Geschwindigkeitsbereich ein. Hier hat sich ein Bereich von  $3 - 5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  als sinnvoll ergeben.



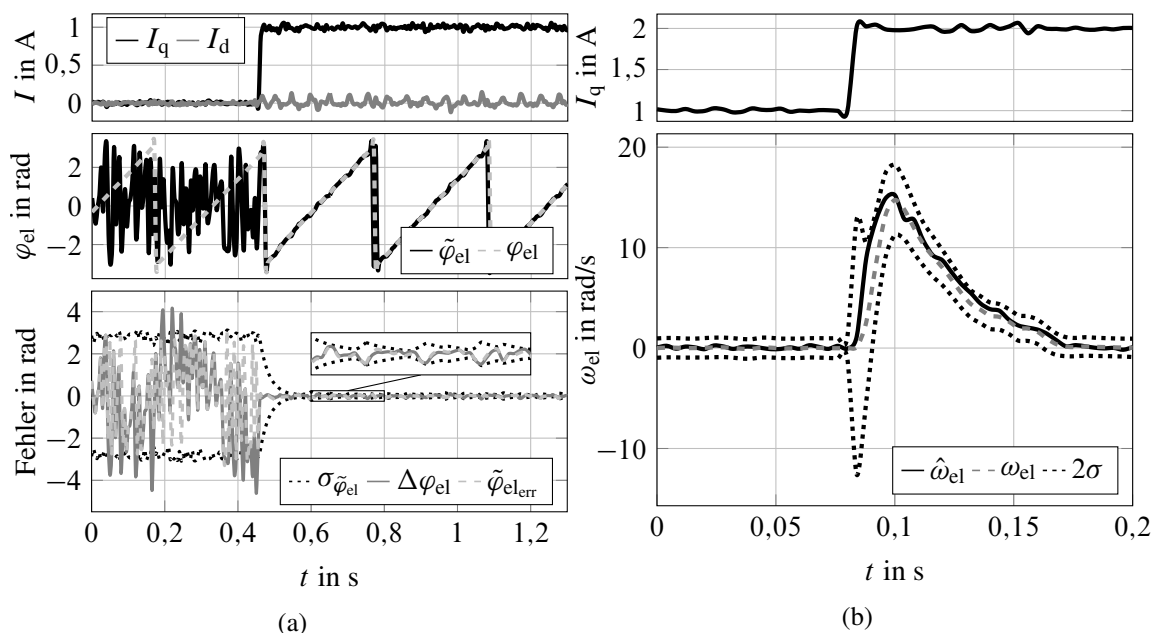
**Bild 9.8:** Auswirkung von  $b_{\text{low}}$  auf die Schätzung von  $\omega_{\text{el}}$  und  $\varphi_{\text{el}}$ : a) Wenn  $b_{\text{low}}$  zu null gewählt werden würde und der Aktor im Stillstand ist b) Wenn  $b_{\text{low}}$  nicht adaptiert werden würde ( $c_0 = 1$ ) und der Aktor langsam beschleunigt

**Die minimale Standardabweichung**  $\sigma_{\omega_0}$  muss als Kompromiss zwischen der Robustheit des Filters und der Stärke des Rauschens in der Schätzung gewählt werden. Ein Wert von  $\sigma_{\omega_0} = 5 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  hat sich hier als zielführend erwiesen.

**Die Filterzeitkonstante**  $T_{\text{filt},a}$  kann am einfachsten identifiziert werden, in dem die Filterperformance im Stillstand der Maschine bei einem Momentensprung betrachtet wird. Die Drehzahl sollte dabei durch den Lastfaktor zu null geregelt werden. Am Prüfstand 2.2 wurde ein Wert von  $T_{\text{filt},a} = 0.02\text{s}$  identifiziert.

### 9.3.2 Schätzgüte

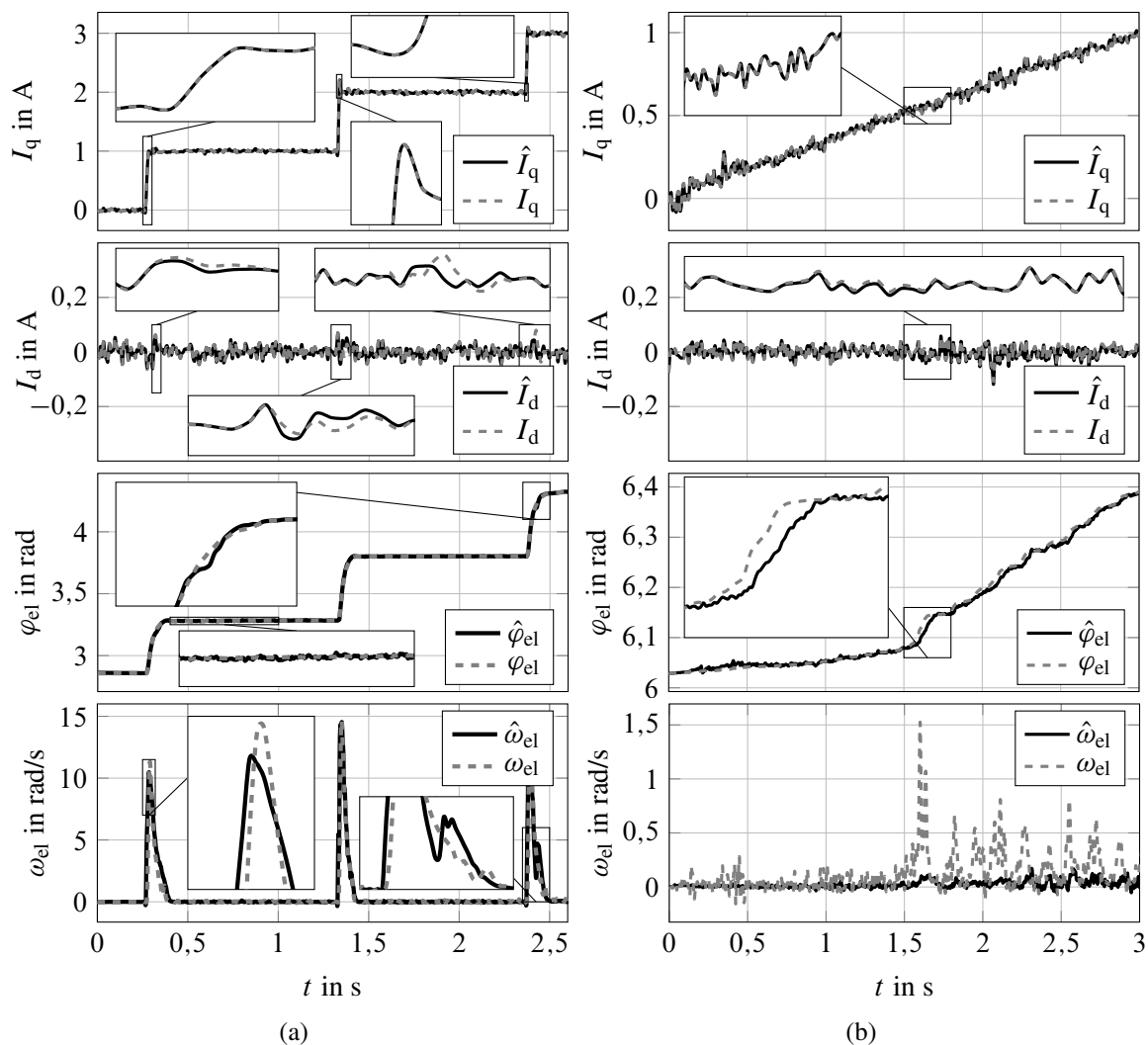
Am schwersten zu schätzen sind kleine Geschwindigkeitsbereiche bei gleichzeitig kleinem Moment, da hier der Rotorlagewinkel unbeobachtbar wird und das Stützsignal  $\tilde{\varphi}_{el}$  nicht verwendet werden kann. Bild 9.9a zeigt, wie sich die Güte des Stützsignals  $\tilde{\varphi}_{el}$  in Abhängigkeit des anliegenden Momentes bzw. Stromes verändert, weiter zeigt es den Fehler des Signals sowie die berechnete Standardabweichung. Es ist zu erkennen, dass die berechnete Standardabweichung gut mit dem wahren Fehler übereinstimmt. Die Vertrauenswürdigkeit des Stützsignals kann somit gut vom Filter eingeschätzt werden.



**Bild 9.9:** Adaptives Mess- und Systemrauschen: a) Der oberste Graph zeigt  $I_d$  und einen Sprung in  $I_q$ .  $\tilde{\varphi}_{el}$  wird im mittleren Graph mit  $\varphi_{el}$  verglichen. Im untersten Graph wird zum einen die Differenz  $\Delta\varphi_{el}$  zwischen  $\varphi_{el}$  und  $\tilde{\varphi}_{el}$  gezeigt sowie der berechnete Fehler  $\tilde{\varphi}_{el, err}$  und die daraus bestimmte Standardabweichung  $\sigma_{\tilde{\varphi}_{el}}$ . b) Es wird der Geschwindigkeitsverlauf  $\omega_{el}$  bei einem Sprung in  $I_q$  gezeigt. Die Schätzung  $\hat{\omega}_{el}$  kann durch das Aufweiten des  $2\sigma$ -Bandes  $\omega_{el}$  gut folgen

Zur Veranschaulichung des Einflusses des adaptiven Rauschens wird in Bild 9.9b ein Momentensprung des Aktors gezeigt, die Lastmaschine ist dabei drehzahl geregelt und versucht die Geschwindigkeit auf null zu regeln. Das  $2\sigma$ -Band ist zunächst klein, wodurch die Schätzgüte im Stillstand gewährleistet ist. Dies ist durch  $b_{low}$  und einem kleinen Grundrauschen möglich. Zum Zeitpunkt des Momentensprungs weitet sich das  $2\sigma$ -Band auf Grund des adaptiven Rauschens auf. Hierdurch ist es der Schätzung möglich der Geschwindigkeit zu folgen.

Bild 9.10a zeigt mehrere Momentensprünge des Aktors, während die Lastmaschine die Drehzahl zu null regelt. Es zeigt die hohe Schätzgüte des elektrischen Winkels, wie auch der elektrischen Winkelgeschwindigkeit und den rotorfesten Strömen. Über Gleichung (3.21) sind die Winkelgeschwindigkeit und der Rotorlagewinkel ebenfalls schätzbar. Die Schätzgüte ist nicht nur in sta-

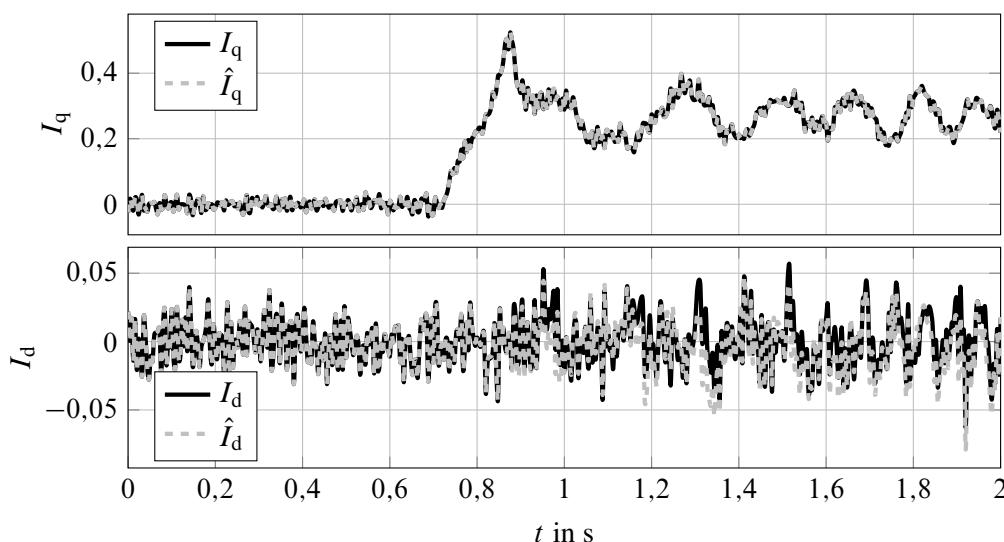


**Bild 9.10:** Momentenanstiege des Aktors bei gleichzeitiger Drehzahlregelung auf  $0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  des Lastaktors, mit Detailansichten von dynamischen und stationären Arbeitspunkten: a) Stromsprünge von 0 – 3A b) Rampenförmiger Anstieg des Stroms von 0 – 1A (Die elektrische Winkelgeschwindigkeit ist in Bild 9.7b zu sehen)

tionären Betriebspunkten hoch, sondern auch im dynamischen während der Momentensprünge. Weiter zeigt sich, dass  $I_q$  besser geschätzt werden kann als  $I_d$ , wie in den Detailansichten in Bild 9.10a gezeigt. Dies lässt sich auf die Park-Transformation zurückführen, was im Anhang A.2.2 genauer erläutert wird. Der Fehler in  $I_d$  wirkt sich aber nur negativ auf die Energieeffizienz der Regelung aus und nicht auf die Momentenbildung. Somit ist der größere Fehler in  $I_d$  nicht sicherheitskritisch, wie es der Fall wäre bei einem größeren Fehler in  $I_q$ . Der elektrische Winkel  $\varphi_{el}$  zeigt sich besonders rauscharm im Stationären, wie die Detailansicht zeigt. Dies ist auf die Filtereigenschaft von  $b_{low}$  zurückzuführen. Im Dynamischen folgt die Winkelschätzung gut dank der Adaption der Varianz. Die elektrische Winkelgeschwindigkeit zeigt in sehr dynamischen Situationen etwas größere Fehler, die aber immer noch im Rahmen der Verwendbarkeit bleiben.

Bild 9.10b zeigt das gleiche Szenario wie Bild 9.10a mit dem Unterschied, dass der  $I_q$ -Strom rampenförmig ansteigt, die zugehörige elektrische Winkelgeschwindigkeit  $\omega_{el}$  wird in Bild 9.7b gezeigt. Auch hier ist die Schätzgüte der Ströme ausreichend für eine Stromregelung. Die Detailansichten in Bild 9.10b zeigen den Zeitpunkt, bei dem das kleine (bei diesem Prüfstand) Haftmoment bei  $t = 1,5$  s überschritten wird. Durch die Anpassung von  $b_{low}$  in Abhängigkeit von der trockenen Reibung kann die Schätzung der Positionsänderung gut folgen und durch die Anpassung von  $T_\omega$  über  $C_\omega$  wird der auftretende Winkelfehler weiter minimiert. Entsprechend gut sind die Schätzungen für  $I_d$  und  $I_q$ .

Der langsame Anstieg der Geschwindigkeit bei einer geringen Last ist eine weitere schwer zu schätzende Situation. Bild 9.11 zeigt die Schätzung der rotorfesten Ströme. Die dazu gehörende elektrische Winkelposition und -geschwindigkeit ist in 9.8b gezeigt. Hier zeigt sich ebenfalls, dass der  $I_q$ -Strom besser geschätzt wird als der  $I_d$ -Strom. Die Schätzgüte beider Ströme ist aber ausreichend für eine Stromregelung.



**Bild 9.11:** Vergleich von Messung und Schätzung von  $I_d$  und  $I_q$  bei einem langsamen Anstieg der Geschwindigkeit mit einer geringen Last (Der zugehörige elektrische Winkel und die elektrische Winkelgeschwindigkeit sind in 9.8b zu sehen)

Um eine quantitative Aussage über die Schätzgüte machen zu können, wird der Root Mean Square Error RMSE und der quadrierte Korrelationskoeffizient  $R^2$  der Schätzungen aus den vorgestellten Messungen berechnet. Die Ergebnisse sind in Tabelle 9.1 zu finden. Die Zahlen bestätigen die qualitativen Ergebnisse. Anhand der kleinen RMSE-Werte ist zu erkennen, dass die Schätzgüte für alle Zustände groß ist, wobei der quadrierte Korrelationskoeffizient zeigt, dass der  $I_q$  Strom besser geschätzt wird als  $I_d$ . Nur in Messung 2 ist der quadrierte Korrelationskoeffizient der Drehzahl sehr niedrig. Dies liegt aber an dem kleinen Geschwindigkeitsbereich, wodurch das Messrauschen einen großen Einfluss auf die Berechnung des quadrierten Korrelationskoeffizienten hat.

Wie gezeigt werden konnte, ist die Schätzung des elektrischen Rotorlagewinkels sowie der Winkelgeschwindigkeit und die daraus folgende Schätzung der rotorfesten Ströme hoch genau, selbst in schwer schätzbaren Arbeitsbereichen, in der eine EPS üblicherweise arbeitet. Die benötigte

**Tabelle 9.1:** Root Mean Squared Error und quadrierter Korrelationskoeffizient für die relevanten geschätzten Zustände der dargestellten Messungen. Messung 1: Momentensprünge des Aktors bei gleichzeitiger Drehzahlregelung auf  $0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  des Lastaktors (siehe Bild 9.10a, Dauer: 2,5 s), Messung 2: Momentenrampe des Aktors bei gleichzeitiger Drehzahlregelung auf  $0 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$  des Lastaktors (siehe Bilder 9.7b und 9.10b, Dauer: 3 s), Messung 3: Geschwindigkeitsrampe bei geringer Last (siehe Bilder 9.8b und 9.11, Dauer: 2 s)

	$I_q$		$I_d$		$\varphi_{el}$		$\omega_{el}$	
	RMSE	$R^2$	RMSE	$R^2$	RMSE	$R^2$	RMSE	$R^2$
Messung 1	0,00012 A	0,9999	0,0072 A	0,8962	0,0040 rad	0,9999	0,5280 $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	0,9208
Messung 2	0,00006 A	0,9999	0,0030 A	0,9762	0,0050 rad	0,9984	0,1741 $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	0,2391
Messung 3	0,00058 A	0,9999	0,0079 A	0,8509	0,0281 rad	0,9999	0,8125 $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	0,9853

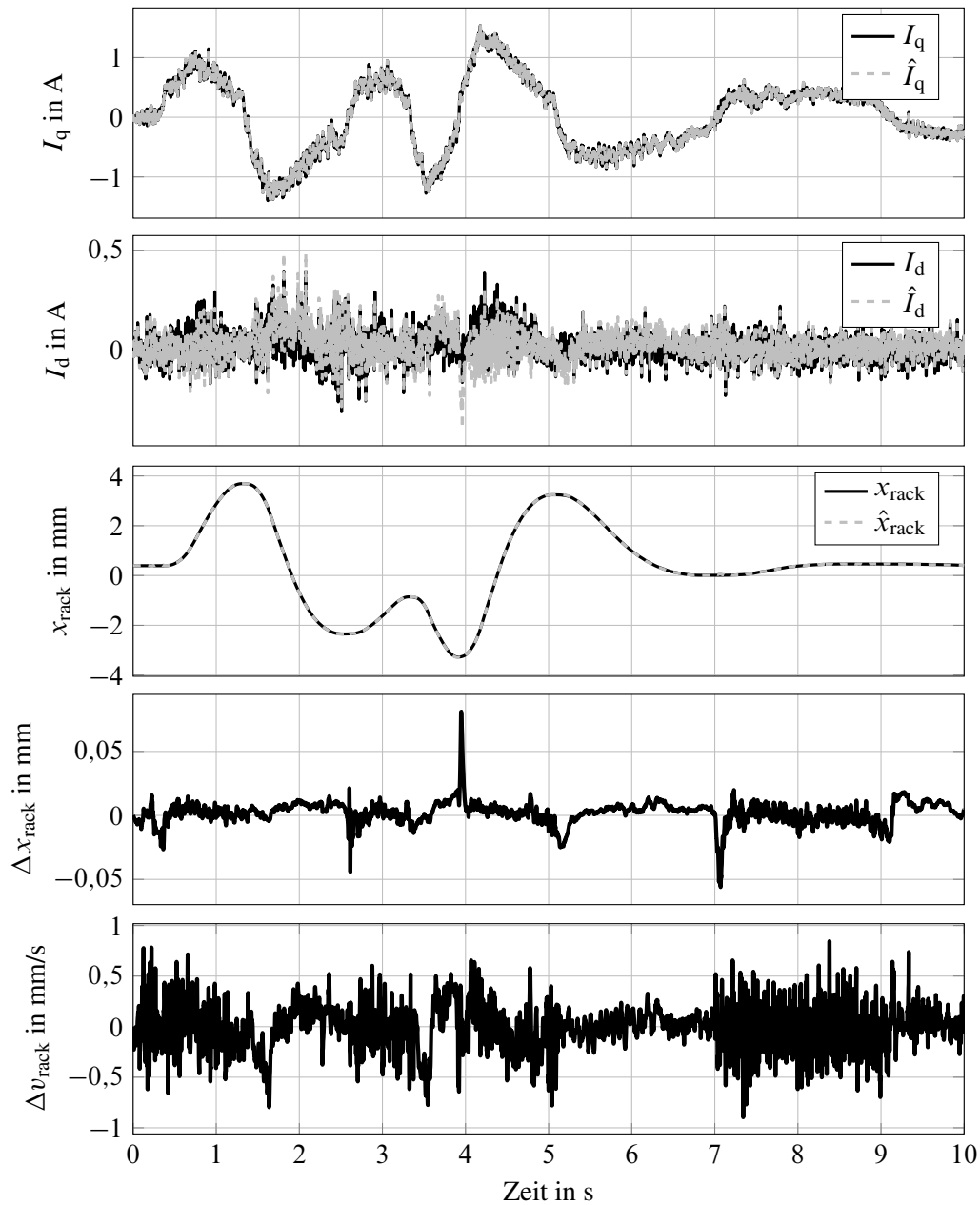
Stromregelung für eine normale EPS in Kombination mit dem vorgestellten Schätzer stellt somit kein Problem dar. Obwohl die Schätzgüte für die Winkelgeschwindigkeit und -position ebenfalls sehr gut ist (der Winkelfehler war in allen Messungen mit Geschwindigkeiten kleiner 50 rpm kleiner als  $0,57^\circ$  und mit Geschwindigkeiten größer 50 rpm kleiner als  $1,86^\circ$ , der maximale RMSE betrug  $0,1375^\circ$ ), muss weiter validiert werden, ob für eine überlagerte Geschwindigkeits- und Positionsregelung im Fall des automatisierten Fahrens die Schätzgüte ausreichend ist. Falls nicht, könnte hier die Rauschadaption um die Informationen der Geschwindigkeitsregelung und der Positionsregelung erweitert werden, um die Schätzgüte weiter zu erhöhen. Dies ist in dieser Arbeit nicht geschehen, da von dem allgemeinen Fall ausgegangen wurde, dass nur eine Stromregelung aktiv ist. Die hohe Schätzgüte wurde hierbei ohne das Aufprägen zusätzlicher Testsignale und ohne die Umschaltung zwischen unterschiedlichen Methoden in verschiedenen Geschwindigkeitsbereichen, wie es der Fall ist bei den in der Einführung (Kapitel 1) erwähnten Methoden, erreicht.

## 9.4 Rekonstruktion im Fahrbetrieb

Es soll validiert werden, ob das Schätzverfahren für ein EPS-System im Fahrbetrieb eingesetzt werden kann. Hierfür zeigt Bild 9.12 die Schätzung für einen Doppelspurwechsel. Die sich beim Spurwechsel ergebenden Drehzahl- und Momententrajektorien werden in einer Fahrdynamik-Simulation (dSpace ASM) erzeugt und anschließend dem Prüfstandsmotor und der Last von Prüfstand 2.2 aufgeschaltet. Die Position und die Geschwindigkeit sind auf die Zahnstange umgerechnet, um den gemachten Fehler besser in Bezug auf ein EPS-System bewerten zu können. Es zeigt sich, dass die Schätzgüte ausreichend für die Stromregelung ist, wie die Verläufe von  $I_q$  und  $I_d$  zeigen. Werden die entstandenen Fehler bei Position und Geschwindigkeit bezogen auf die Zahnstange betrachtet, zeigt sich, dass diese so klein sind, dass sie keinen Einfluss auf das Fahrverhalten haben sollten.

Anzumerken ist, dass die Schätzgüte schlechter ist als bei den im vorigen Abschnitt beschriebenen Messungen, dies lässt sich auf zwei Ursachen zurückführen. Das Schätzverfahren ist zum einen für den Prüfstand optimiert worden, bevor dieser umgebaut wurde, wodurch sich die Reibung ver-

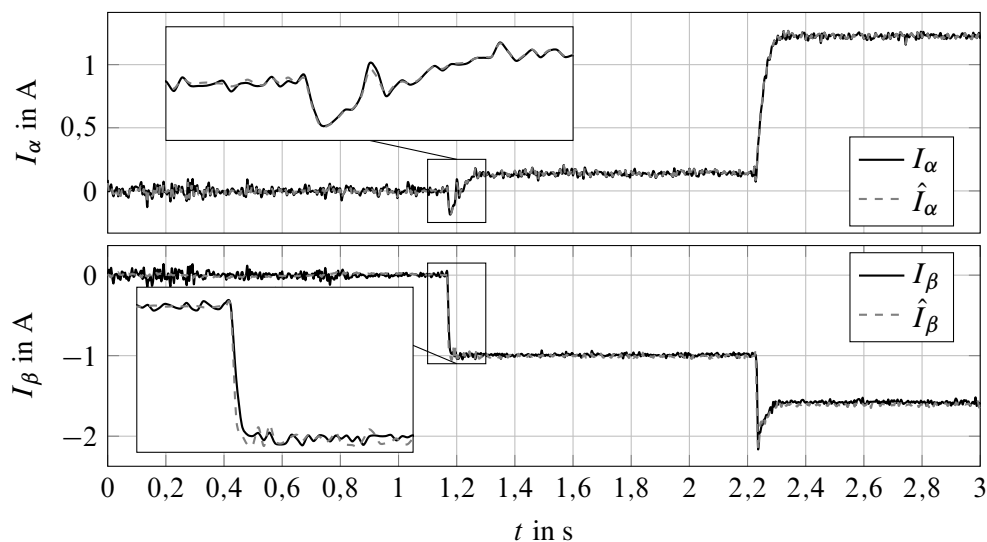
ändert hat. Zum anderen ist das Schätzverfahren für ein anderen Regler optimiert worden. Die Reglerabhängigkeit ist ein typisches Problem bei der Schätzung der Rotorlage, wie auch in [76]. Für das Ergebnis in Bild 9.12 musste lediglich die Reibung angepasst und das Grundrauschen erhöht werden. Dies zeigt die Robustheit des Schätzverfahrens gegenüber [76], bei dem Regelung und Schätzung in einem langwierigen iterativen Prozess erst wieder aufeinander angepasst werden müssen.



**Bild 9.12:** Schätzung der dq-Ströme und der Zahnstangenposition und -geschwindigkeit bei einem Doppelspurwechsel

## 9.5 Rekonstruktion der Ströme

Die Rekonstruktion eines Stromsignals ist wesentlich unkomplizierter als die Schätzung des Rotorlagewinkels auf Grund der hohen Modellgüte des Systemmodells der Ströme, wie in Bild 3.11 bereits dargestellt. Unter der Annahme, dass zwei Stromsensoren in den Phasen a und b verbaut sind und der Sensor in Phase b ausfällt, werden im Folgenden  $I_\alpha$  und  $I_\beta$  mit dem Kalmanfilter geschätzt. Bild 9.13 zeigt den Vergleich zwischen geschätztem und gemessenem Strom im  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Es handelt sich um Momentensprünge während des Stillstands der Maschine, um darstellen zu können, dass die Schätzung auch im Dynamischen gut funktioniert. Es zeigt sich eine hohe Schätzungsgüte für beide Ströme selbst im Dynamischen, wie die Detailansicht zeigt. Die Schätzungsgüte von  $I_\alpha$  höher ist als von  $I_\beta$ , dies lässt sich darauf zurückführen, dass  $I_\alpha$  dem noch messbaren  $I_a$  entspricht. Die Schätzung erfolgt mit dem gleichen Kalmanfilter wie für die Rotorlagewinkelschätzung, ohne Anpassungen am Filter durchführen zu müssen. Eine einfachere Filterstruktur für die Stromschätzung wäre zwar ausreichend, aber der Filteralgorithmus deckt somit nicht nur die Rotorlagewinkelschätzung ab wie andere Verfahren, sondern kann ebenfalls direkt zur Stromschätzung genutzt werden.



**Bild 9.13:** Vergleich von Messung und Schätzung der Ströme im  $\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Die Messung zeigt Momentensprünge im Stillstand. Gemessen werden konnte nur  $I_a$

## 9.6 Rekonstruktion des Lenkradwinkels

Die bei der Fehlerdiagnose zum Einsatz kommende Gleichung (6.66) zur Berechnung des Lenkradwinkels  $\varphi_{Le}$  aus dem Rotorlagewinkel  $\varphi$  und dem Lenkmoment  $M_{SC}$  lässt sich direkt zur Rekonstruktion des Lenkradwinkels  $\hat{\varphi}_{Le}$  verwenden, falls  $c_{Le}$  und  $M_{SC}$  ausreichend genau bekannt sind. Wird die Genauigkeit des berechneten Lenkwinkel mit der eines Lenkwinkelsensors verglichen, zeigt sich, dass das rekonstruierte Signal eine ausreichende Genauigkeit besitzen sollte.

## 9.7 Zusammenfassung

Das Kapitel beschreibt Ansätze zur Rekonstruktion von Sensorsignalen mittels geeigneter Verfahren. Für die Schätzung des elektrischen und mechanischen Rotorlagewinkels, der Rotorgeschwindigkeit sowie der Motorströme kommt ein EKF zum Einsatz, der die Unbeobachtbarkeit des Rotorlagewinkels im Stillstand nutzt. Hierfür wird das Systemrauschen dem zugrundeliegenden Zustand angepasst. Der Vorteil dieses Verfahrens ist, dass es im kompletten Geschwindigkeitsbereich funktioniert, ohne dabei zwischen unterschiedlichen Methoden umschalten zu müssen. Um eine Schätzung über den ganzen Geschwindigkeitsbereich ermöglichen zu können, müssen andere Verfahren auf zwei verschiedene Schätzverfahren zurückgreifen. Eines für kleine Geschwindigkeiten und eines für hohe Geschwindigkeiten. Das bedeutet eine Verdopplung des Aufwandes / der Komplexität, um die Verfahren nutzen zu können. Schwierig ist hier auch der Übergang von kleinen zu großen Geschwindigkeiten, da hier eine Gewichtung der unterschiedlichen Verfahren durchgeführt werden muss. Das beschriebene Verfahren kann zusätzlich sowohl beim Ausfall des Rotorlagewinkelsensors verwendet werden, wie auch beim Ausfall eines Stromsensors. Trotz der Komplexität des Verfahrens ist es auf Grund der physikalisch motivierten Parametrierung einfach zu implementieren und liefert dabei hervorragende Schätzergebnisse sowohl für den Rotorlagewinkel als auch für die Ströme im gesamten Geschwindigkeitsbereich.

# 10 Zusammenfassung

Ziel dieser Arbeit war die Untersuchung der Fehlertoleranz von Aktorsystemen am Beispiel eines Duplex-EPS-Systems. Hieraus ist ein modulare Ansatz für das Erkennen und Tolerieren von Sensor- und Aktorfehlern entstanden, der es ermöglicht, dass das sicherheitskritische System EPS die aktuellen und zukünftigen Anforderung von Sicherheitsrichtlinien wie der ISO 26262 [46] erfüllen kann. Dies ist die Voraussetzung für die Vermeidung von Unfällen durch Systemversagen und ebnet den Weg für zukünftige Entwicklungsziele, wie dem hochautomatisierten Fahren bei dem das System stets fail-operational sein muss.

Die Entwicklung des Ansatzes erforderte zunächst eine intensive Analyse der Problemstellung und dem hierzu vorhandenen Stand der Technik bezüglich der Systemstruktur, der Fehlerdiagnose, der aktiven und passiven Fehlertoleranz und dem damit verbundenen Ausnutzen von Redundanzen sowie der Verkopplung überbestimmter Aktorsysteme. Dies erfolgte in Kapitel 1.

Die für diese Arbeit relevanten Prüfstände wurden in Kapitel 2 im Detail beschrieben.

Durch die Nutzung eines Modells mit hoher Modellgüte für alle Aufgaben des Fehlermanagementsystems von der Fehlerdiagnose bis zur Regelung und Rekonfiguration des Systems ergibt sich die Möglichkeit ein recheneffizientes und konsistentes Fehlermanagementsystem aufzubauen. Hierfür wurden in Kapitel 3 Modelle für das elektrische und das mechanische Teilsystem aufgestellt. Das elektrische Teilsystem wurde in Wechselrichter und PMSM unterteilt. Durch die Modellierung von Spannungsabfällen im Umrichter konnte das Modell des elektrischen Teilsystems stark verbessert werden. Dank der Modellierung von sich ergebenden Oberwellen ließ sich das Modell weiter verbessern. Das mechanische Teilsystem wurde in die EPS-Aktoren und die Lenksäule aufgeteilt. Neben den klassischen Parameterschätzverfahren kamen für die Identifikation der Teilsysteme auch Optimierungsalgorithmen zum Einsatz. Die Modellparameter wurden an den Prüfständen 2.1 und 2.2 identifiziert und validiert.

Neben dem Aspekt der Fehlertoleranz ergeben sich weitere Anforderungen an den Systemaufbau. Die Ausfallrate des Gesamtsystems soll möglichst klein sein, bei gleichzeitiger Kosteneffizienz und minimalem Bauraum. Um dies zu bewerkstelligen, wurden in Kapitel 4 Verfahren wie die FMEA, die Fehlerbaumanalyse und Strukturanalysen durchgeführt. Dies ergab ein Aktorsystem mit einer minimalen Anzahl an Hardwareredundanzen. Die serielle Anordnung von Aktoren und die platzsparendere Variante einer 6-phasigen Maschine, auf die sich die serielle Anordnung reduzieren lässt, hat sich als zielführende Systemvariante herausgestellt. Dies begründet sich in der geringen Anzahl an Komponenten und der steifen Anbindung der Aktoren an einander, was ein Aufschwingen des Systems vermeiden soll. Über die Strukturanalyse konnte eine minimale Anzahl an Sensoren identifiziert werden, mit denen eine volle Fehlererkennung und -isolation

der elektrischen Fehler möglich ist. Neben den Anforderungen an die Hardwarestruktur ergeben sich ebenfalls Anforderungen an die Softwarestruktur. Um die Komplexität und den Implementierungsaufwand klein zu halten, wurde in Bild 4.8 ein Konzept vorgestellt, dass aus dem Duplex-Aktor für überlagerte Regelfunktionen einen fehlertoleranten virtuellen Aktor macht. Ziel dabei ist, dass die überlagerten Regelfunktionen im Fehlerfall nur minimal bis gar nicht angepasst werden müssen. Der Duplex-Aktor sollte dabei im „hot standby“ betrieben werden, um die Aktoren effizient nutzen zu können.

Kapitel 5 befasste sich mit der Untersuchung der Auswirkungen eines Ausfalls im Duplex-Aktorsystem während des Fahrbetriebs. Der hierfür aufgebaute Duplex-EPS-Prüfstand 2.1 wurde um einen Lastaktor erweitert, der mit Hilfe der Fahrdynamik-Simulation ASM die Zahnstangenkräfte während der Fahrt nachbilden kann. Dadurch war es möglich, Ausfälle während eines Doppelspurwechsels oder einer stationären Kreisfahrt zu untersuchen. Für den „hot standby“ Betrieb müssen die Aktoren verkoppelt werden. Es hat sich gezeigt, dass eine Verkopplungsregelung auf Basis des Differenzwinkels zwischen den Aktoren nicht zielführend ist, da auftretende Schwingungen nicht komplett unterdrückt werden konnten und der Regler das System destabilisiert hat, wenn ein Aktor ausgefallen ist und keine Rekonfiguration nach spätestens 25 ms stattgefunden hat. Weiter wurde untersucht, ob der Aktorausfall am Lenkrad zu spüren ist. Dabei hat sich ergeben, dass während des Doppelspurwechsels der Ausfall stärker spürbar war als bei der stationären Kreisfahrt. Der entstehende Ruck ergibt sich aus der Momentenlücke zwischen Fehlereintritt und Rekonfiguration. Um diesen zu minimieren, hat sich somit ergeben, dass die Dauer der Momentenlücke minimiert werden muss. Dies ist über eine möglichst schnelle Fehlerdiagnose möglich und durch ein passiv fehlertolerantes System.

Um die Momentenlücke möglichst klein zu halten, ist in Kapitel 6 eine modellbasierte Fehlerdiagnose entstanden, die auf Paritätsgleichungen und Parameterschätzung beruht. Diese Verfahren ermöglichen eine Fehlererkennung und -isolation mit Merkmalen, die nur eine geringe Rechenleistung benötigen. Um mit diesen Methoden eine möglichst hohe Empfindlichkeit gegenüber Fehlern mit kleinen Amplituden zu erreichen, wurde das sehr genaue Systemmodell aus Kapitel 3 verwendet. Dadurch konnte eine schnelle und robuste Fehlererkennung und -isolation aufgebaut werden, die bereits bei kleinen Strömen, Geschwindigkeiten und Fehlerstärken zuverlässig Fehler erkennt. Dabei konnten alle angenommenen elektrischen Fehler diagnostiziert werden. Durch die beschriebene Flankenfilterung wird eine besonders schnelle Fehlerdiagnose möglich, so dass die maximal zur Verfügung stehenden 25 ms weit unterschritten werden konnten.

Abschließend wurden in Kapitel 7, 8 und 9 aktive und passive Fehlertoleranzstrategien erarbeitet. Es wurde dabei zwischen zu tolerierenden Sensorfehlern und Aktorfehlern unterschieden. Bei den Aktorfehlern wurde betrachtet, inwieweit Fehler allein durch die Adaption der Stromregelung toleriert werden können und ab wann eine Aktorredundanz erforderlich ist.

Für die Strom- und Positionssensorfehler wurde ein EKF entwickelt, der es ermöglicht einen der besagten Sensoren im Fehlerfall zu rekonstruieren. Dabei funktioniert der Schätzer im kompletten Geschwindigkeitsbereich bis zum Stillstand und das im Gegensatz zu andern Methoden ohne das Einsetzen von Testsignalen auf der Stellgröße. Bei dem Verfahren wurde explizit die Information

der Unbeobachtbarkeit im Stillstand genutzt.

Für die Aktorfehler wurde eine IMC-Stromregelung entwickelt, die den Vorteil der einfachen Adaptierbarkeit besitzt auf Grund des Modells innerhalb der IMC-Regelung. Über Parameterschätzverfahren konnten die aufgetretenen Fehler in ihrer Stärke bestimmt werden und die Reglerstruktur entsprechend angepasst werden. Weiter geht die IMC-Struktur durch Auftrennung der Rückführung in eine Steuerung über, wodurch Stromsensorfehler toleriert werden können. Es wurde gezeigt, dass dies sogar ganz ohne Stromsensoren funktioniert. Für ein Duplex-Aktorsystem lässt sich der IMC-Stromregler-Ansatz leicht zu einer Verkopplungsregelung erweitern, welche, wie gezeigt wurde, die Eigenschaft besitzt passiv fehlertolerant zu sein. Der fehlerfreie Motor erzeugt dadurch automatisch das fehlende Moment. Im Anschluss kann das System rekonfiguriert werden, um die Reglerperformance weiter zu verbessern. Durch die passive Fehlertoleranz wird eine Umschaltstrategie zwischen den Aktoren hinfällig.

Zusammenfassend wurde in dieser Arbeit nach der Bestimmung einer bestmöglichen Systemstruktur, ein passender modularer Ansatz für ein fehlertolerantes Aktorsystem entwickelt. Dieser Ansatz ist sowohl für einfache Aktorsysteme anwendbar und lässt sich durch die beschriebene Erweiterung der IMC-Regelung zu einer Verkopplungsregelung auf Duplex-Aktorsysteme erweitern. Dabei ist die Methodik sowohl für seriell angeordnete Motoren als auch für 6-phasige Maschinen anwendbar. Die Ergebnisse in der Fehlerdiagnose, Regelung und Rekonfiguration können direkt auf andere Systeme mit permanenterregten Synchronmotoren angewandt werden und sind nicht auf EPS-Systeme beschränkt, da keine EPS spezifischen Annahmen getroffen wurden. Dies gilt insbesondere auch für den entwickelten Schätzalgorithmus zur Schätzung des Rotorlagewinkels, durch den eine sensorlose Regelung einer PMSM möglich ist. Die erzielten Ergebnisse wurden dabei alle soweit möglich an den vorhandenen Prüfständen erprobt.

# Anhang

## A.1 Diskretisierung

Zur Diskretisierung der Differentialgleichungen wird das explizite Euler-Verfahren [72]

$$x(k+1) = x(k) + f(x(k))T \quad (\text{A.1})$$

verwendet, mit der Schrittweite  $T$ .

## A.2 Transformationen

### A.2.1 Clarke-Transformation

Mit der Clarke-Transformation lassen sich die  $120^\circ$  phasenverschobenen Stranggrößen aus dem überbestimmten statorfesten 3-Phasen Koordinatensystem in ein orthogonales statorfestes 2-Phasen Koordinatensystem

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_C \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad T_C = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

transformieren [80]. Der Faktor  $\frac{2}{3}$  sorgt dafür, dass die Transformation amplitudeninvariant ist [43]. Die Transformation lässt sich über

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = T_C^{-1} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad T_C^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ -1 & \sqrt{3} \\ -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

invertieren.

### A.2.2 Park-Transformation

Die Park-Transformation überführt Motorgrößen von einem statorfesten Koordinatensystem in ein rotorfestes Koordinatensystem mit

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = T_P \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad T_P = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & \sin(\varphi_{el}) \\ -\sin(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.4})$$

Durch die Transformation gehen die Wechselgrößen in Gleichgrößen über. Die Transformation ist invertierbar über

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = T_P \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad \text{mit} \quad T_P = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{el}) & -\sin(\varphi_{el}) \\ \sin(\varphi_{el}) & \cos(\varphi_{el}) \end{bmatrix}. \quad (\text{A.5})$$

### Fehlerfortplanzung bei Positionsfehlern

Es zeigt sich bei der Schätzung der Ströme in rotorfesten Koordinaten, dass  $I_d$  schlechter geschätzt werden kann als  $I_q$ . Dies ist auf die Fehlerfortpflanzung bei einem fehlerhaften elektrischen Rotorlagewinkel  $\varphi_{el}$  zurückzuführen, die sich durch die Park-Transformation in  $I_d$  und  $I_q$  unterscheidet.

Wird angenommen, der elektrische Winkel, der zur Transformation ins rotorfeste Koordinatensystem genutzt wird, ist

$$\varphi_{el}^* = \varphi_{el} + \Delta\varphi_{el}, \quad (\text{A.6})$$

mit dem Offsetfehler  $\Delta\varphi_{el}$ , dann ergeben sich aus den statorfesten Strömen, die fehlerbehafteten Größen zu

$$\begin{aligned} I_d^* &= I_\alpha \cos(\varphi_{el}^*) + I_\beta \sin(\varphi_{el}^*) \\ I_q^* &= I_\beta \cos(\varphi_{el}^*) - I_\alpha \sin(\varphi_{el}^*). \end{aligned} \quad (\text{A.7})$$

Werden mit der inversen Park-Transformation und dem wahren Winkel  $\varphi_{el}$  die statorfesten Ströme  $I_\alpha$  und  $I_\beta$  in (A.7) ersetzt mit den wahren rotorfesten Strömen  $I_d$  und  $I_q$ , ergibt sich

$$\begin{aligned} I_d^* &= I_d \cos(\Delta\varphi_{el}) + I_q \sin(\Delta\varphi_{el}) \\ I_q^* &= I_q \cos(\Delta\varphi_{el}) - I_d \sin(\Delta\varphi_{el}). \end{aligned} \quad (\text{A.8})$$

Wird der Feldschwächebereich vernachlässigt, so wird immer versucht,  $I_d$  zu null zu regeln. Wird daher die Annahme getroffen, dass  $I_d$  zu null gesetzt werden kann, ergibt sich aus (A.8)

$$I_d^* = I_q \sin(\Delta\varphi_{el}) \quad (\text{A.9})$$

$$I_q^* = I_q \cos(\Delta\varphi_{el}). \quad (\text{A.10})$$

Die sich ergebenden Fehler in den rotorfesten Strömen sind dann

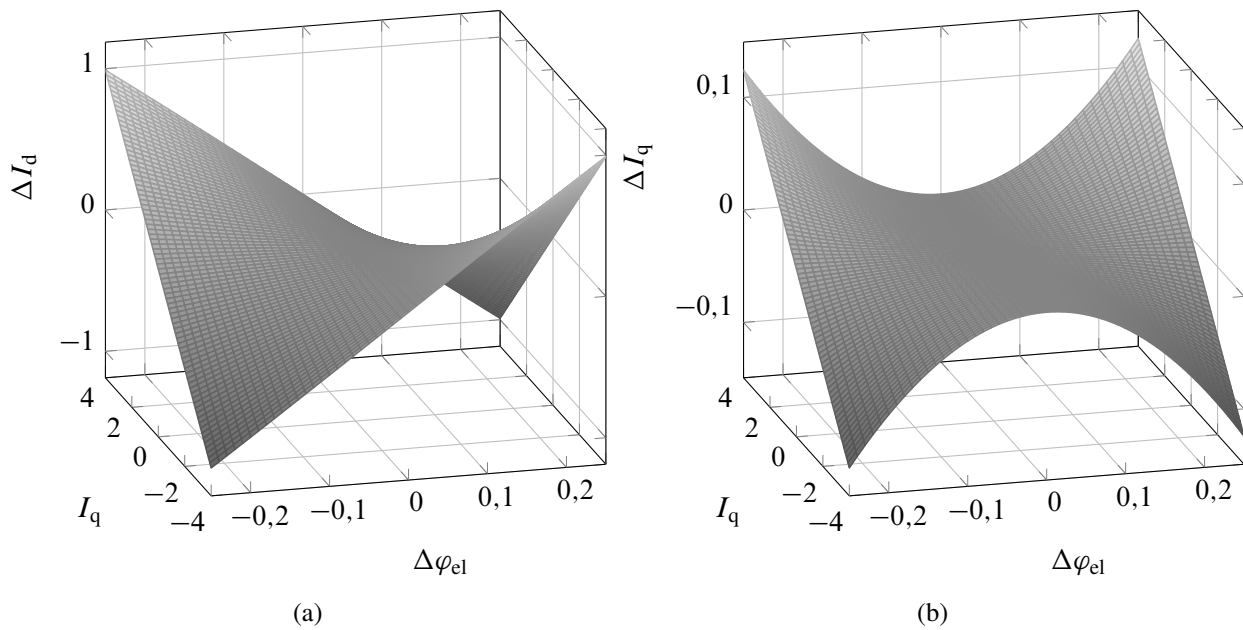
$$\Delta I_d = 0 - I_q \sin(\Delta\varphi_{el}) \quad (\text{A.11})$$

$$\Delta I_q = I_q - I_q \cos(\Delta\varphi_{el}). \quad (\text{A.12})$$

Wird betrachtet, wie sich die Fehler in Abhängigkeit von  $\Delta\varphi_{el}$  und  $I_q$  verhalten, ist zu erkennen, dass sich ein Fehler im elektrischen Rotorlagewinkel stärker auf  $I_d$  als auf  $I_q$  auswirkt, wie in Bild A.1 zu sehen ist.

## A.3 Berechnung der Ausfallraten der untersuchten Duplex-Anordnungen

Die Berechnung der Ausfallraten aus Tabelle 4.1 wird hier im Detail beschrieben.



**Bild A.1:** Fehlerfortpflanzung eines Fehlers im Rotorlagewinkel a) Auswirkung auf  $I_d$  b) Auswirkung auf  $I_q$

### A.3.1 Parallele Anordnung A mit Riementrieb ohne Kupplung

Die Ausfallrate ergibt sich nach Gleichung (4.5) zu  $\lambda_A = 32820$  FIT.

### A.3.2 Parallele Anordnung B mit Riementrieb mit Kupplung

Für die Anordnung B kommt zu der Ausfallrate der parallelen Pfade aus Gleichung (4.4) jeweils das Kugellager sowie die Kupplung hinzu

$$\begin{aligned}
 \lambda_{B_{1,2}} &= \lambda_{A_{1,2}} + \lambda_{\text{Kugellager}} + \lambda_{\text{Kupplung}} \\
 &= 30810 \text{ FIT} + 6040 \text{ FIT} + 11500 \text{ FIT} \\
 &= 48350 \text{ FIT}
 \end{aligned} \tag{A.13}$$

Damit ergibt sich über Gleichung (4.2) für die parallele Anordnung

$$\lambda_{B_{\text{par}}} = \frac{2}{3} \lambda_{B_{1,2}} = 32233 \text{ FIT} \tag{A.14}$$

Mit Berücksichtigung der Abtriebswelle ergibt sich die Gesamtausfallrate der Anordnung B zu

$$\begin{aligned}
 \lambda_B &= \lambda_{B_{\text{par}}} + \lambda_{\text{Welle}} \\
 &= 32233 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\
 &= 32433 \text{ FIT}
 \end{aligned} \tag{A.15}$$

### A.3.3 Parallele Anordnung C mit selbsthemmenden Differenzialgetriebe

Für die Anordnung C ergibt sich die Ausfallrate der parallelen Pfade aus den Einzelkomponenten jeweils zu

$$\begin{aligned}
 \lambda_{C_{1,2}} &= \lambda_{\text{ECU}} + \lambda_{\text{Umrichter}} + \lambda_{\text{Motor}} + \lambda_{\text{Positionssensor}} + 2\lambda_{\text{Stromsensor}} + \lambda_{\text{Kugellager}} + \lambda_{\text{Schneckengetriebe}} \\
 &\quad + \lambda_{\text{Welle}} \\
 &= 5500 \text{ FIT} + 150 \text{ FIT} + 5070 \text{ FIT} + 1200 \text{ FIT} + 2 \cdot 1200 \text{ FIT} + 6040 + 8048 \text{ FIT} \\
 &\quad + 200 \text{ FIT} \\
 &= 28608 \text{ FIT}
 \end{aligned} \tag{A.16}$$

Damit ergibt sich über Gleichung (4.2) für die parallele Anordnung

$$\lambda_{C_{\text{par}}} = \frac{2}{3}\lambda_{C_{1,2}} = 19072 \text{ FIT} \tag{A.17}$$

Mit Berücksichtigung des Planetengetriebes und der Abtriebswelle ergibt sich die Gesamtausfallrate der Anordnung C zu

$$\begin{aligned}
 \lambda_C &= \lambda_{C_{\text{par}}} + \lambda_{\text{Planetengetriebe}} + \lambda_{\text{Welle}} \\
 &= 19072 \text{ FIT} + 5390 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\
 &= 24662 \text{ FIT}
 \end{aligned} \tag{A.18}$$

### A.3.4 Anordnung D mit Differenzialgetriebe ohne Selbsthemmung

Für die Anordnung D kann die Ausfallrate des Schneckengetriebes in Gleichung (A.16) durch die Ausfallrate der elektromagnetischen Bremse ersetzt werden. Die restliche Berechnung bleibt gleich. Die Ausfallrate der parallelen Pfade ergibt sich jeweils zu

$$\begin{aligned}
 \lambda_{D_{1,2}} &= \lambda_{\text{ECU}} + \lambda_{\text{Umrichter}} + \lambda_{\text{Motor}} + \lambda_{\text{Positionssensor}} + 2\lambda_{\text{Stromsensor}} + \lambda_{\text{Kugellager}} + \lambda_{\text{Bremse}} + \lambda_{\text{Welle}} \\
 &= 5500 \text{ FIT} + 150 \text{ FIT} + 5070 \text{ FIT} + 1200 \text{ FIT} + 2 \cdot 1200 \text{ FIT} + 6040 + 16000 \text{ FIT} \\
 &\quad + 200 \text{ FIT} \\
 &= 36560 \text{ FIT}
 \end{aligned} \tag{A.19}$$

Damit ergibt sich über Gleichung (4.2) für die parallele Anordnung

$$\lambda_{D_{\text{par}}} = \frac{2}{3}\lambda_{D_{1,2}} = 24373 \text{ FIT} \tag{A.20}$$

Mit Berücksichtigung des Planetengetriebes und der Abtriebswelle ergibt sich die Gesamtausfallrate der Anordnung D zu

$$\begin{aligned}
 \lambda_D &= \lambda_{D_{\text{par}}} + \lambda_{\text{Planetengetriebe}} + \lambda_{\text{Welle}} \\
 &= 24373 \text{ FIT} + 5390 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\
 &= 29963 \text{ FIT}
 \end{aligned} \tag{A.21}$$

### A.3.5 Serielle Anordnung $E$ ohne Kupplung

Für die Anordnung  $E$  ergibt sich die Ausfallrate der elektrischen Komponenten der Motoren jeweils zu

$$\begin{aligned}\lambda_{E_{1,2}} &= \lambda_{\text{ECU}} + \lambda_{\text{Umrichter}} + \lambda_{\text{Motor}} + \lambda_{\text{Positionssensor}} + 2\lambda_{\text{Stromsensor}} \\ &= 5500 \text{ FIT} + 150 \text{ FIT} + 5070 \text{ FIT} + 1200 \text{ FIT} + 2 \cdot 1200 \text{ FIT} \\ &= 14320 \text{ FIT}\end{aligned}\quad (\text{A.22})$$

Die beiden Motoren stellen obwohl sie mechanisch betrachtet seriell verbunden sind eine Redundanz da und damit ergibt sich mit Gleichung (4.2) eine parallele Anordnung

$$\lambda_{E_{\text{par}}} = \frac{2}{3}\lambda_{E_{1,2}} = 9547 \text{ FIT} \quad (\text{A.23})$$

Mit der Mechanik ergibt sich die Gesamtausfallrate der Anordnung  $E$  zu

$$\begin{aligned}\lambda_E &= \lambda_{E_{\text{par}}} + 2\lambda_{\text{Kugellager}} + \lambda_{\text{Welle}} \\ &= 9547 \text{ FIT} + 2 \cdot 6040 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\ &= 21747 \text{ FIT}\end{aligned}\quad (\text{A.24})$$

### A.3.6 Serielle Anordnung $F$ mit Kupplung

Für die Anordnung  $F$  ergibt sich die gleiche Ausfallrate der elektrischen Komponenten der Motoren wie bei Anordnung  $E$  mit

$$\begin{aligned}\lambda_{F_{1,2}} &= \lambda_{\text{ECU}} + \lambda_{\text{Umrichter}} + \lambda_{\text{Motor}} + \lambda_{\text{Positionssensor}} + 2\lambda_{\text{Stromsensor}} \\ &= 5500 \text{ FIT} + 150 \text{ FIT} + 5070 \text{ FIT} + 1200 \text{ FIT} + 2 \cdot 1200 \text{ FIT} \\ &= 14320 \text{ FIT}\end{aligned}\quad (\text{A.25})$$

und

$$\lambda_{F_{\text{par}}} = \frac{2}{3}\lambda_{F_{1,2}} = 9547 \text{ FIT} \quad (\text{A.26})$$

Durch die Kupplung zwischen den Motoren kann bei der seriellen Anordnung der Ausfall eines Kugellagers nur auf einer Seite toleriert werden. Somit kann nur eines der beiden Kugellager als redundant angesehen werden und es ergibt sich die Gesamtausfallrate der Anordnung  $F$  zu

$$\begin{aligned}\lambda_F &= \lambda_{F_{\text{par}}} + \lambda_{\text{Kugellager}} + \frac{1}{3}\lambda_{\text{Kugellager}} + \lambda_{\text{Kupplung}} + \lambda_{\text{Welle}} \\ &= 9547 \text{ FIT} + 6040 \text{ FIT} + \frac{1}{3} \cdot 6040 \text{ FIT} + 11500 \text{ FIT} + 200 \text{ FIT} \\ &= 29300 \text{ FIT}\end{aligned}\quad (\text{A.27})$$

**Tabelle A.1:** Ausfallraten der einzelnen Komponenten (Bei mehreren Quellen musste die Ausfallrate der Komponente aus Ausfallraten von Teilkomponenten zusammengesetzt werden)

Komponente	Ausfallrate	Quelle
ECU	5500 FIT	[73]
Elektromechanische Bremse	16000 FIT	[77]
Kugellager	6040 FIT	[77]
Kupplung	11500 FIT	[86], [73]
Motor	5070 FIT	[77]
Planetengetriebe	5390 FIT	[86], [77]
Schneckengetriebe	8048 FIT	[77]
Sensor	1200 FIT	[73]
Umrichter	150 FIT	[73]
Welle	200 FIT	[77]

## A.4 Statistik

### A.4.1 Root Mean Squared Error

Der RMSE ist ein typisches Gütemaß zur Bestimmung der Modellgüte und ergibt sich aus der Quadratwurzel des mittleren quadratischen Fehlers (Mean Squared Error, MSE) [14] zu

$$\sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\hat{y}_i - y_i)^2}{N}} \quad (\text{A.28})$$

mit der Modellgröße  $\hat{y}_i$ , der Messgröße  $y$  und der Anzahl der Messpunkte  $N$ .

### A.4.2 Quadrierter Korrelationskoeffizient

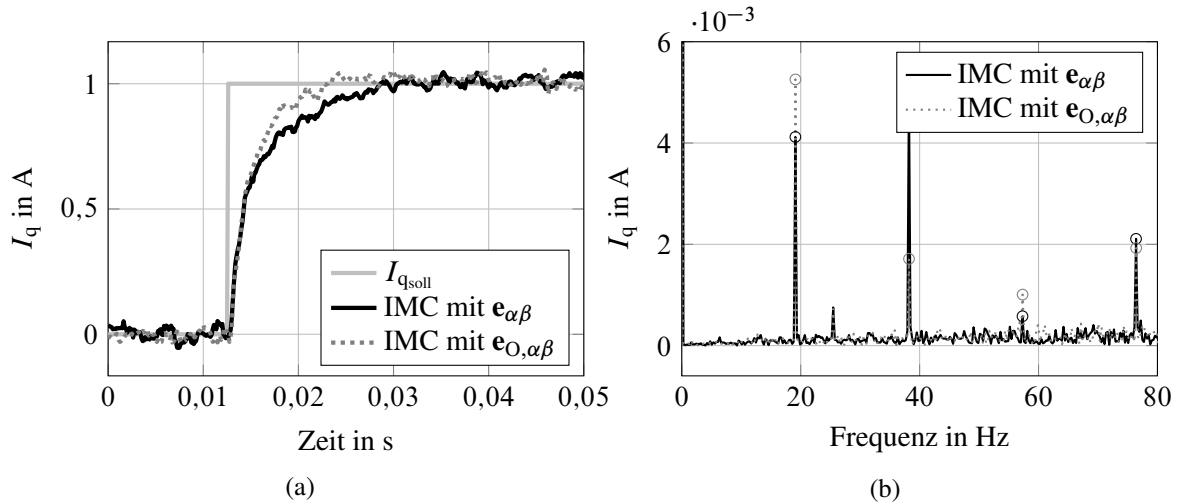
Der quadrierte Korrelationskoeffizient  $R^2$  wird in dieser Arbeit als Anlehnung an das Bestimmtheitsmaß verwendet. Dieses ist ein Maß für den linearen Zusammenhang eines linearen Modells mit einer Messung. Liegt ein lineares Modell vor, so entspricht der quadrierte Korrelationskoeffizient dem Bestimmtheitsmaß. Da die zu untersuchenden Modelle in dieser Arbeit nichtlinear sind, wird der quadrierte Korrelationskoeffizient als Gütemaß verwendet. Der Korrelationskoeffizient  $R$  zweier Zufallsvariablen ist eine Abschätzung ihres linearen Zusammenhangs und ergibt sich aus

$$R = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \left( \frac{A_i - \mu_A}{\sigma_A} \right) \left( \frac{B_i - \mu_B}{\sigma_B} \right). \quad (\text{A.29})$$

$A_i$  und  $B_i$  sind die gemessenen Zufallsgrößen,  $\mu_A$  sowie  $\mu_B$  sind deren Mittelwerte und  $\sigma_A$  sowie  $\sigma_B$  sind deren Standardabweichung [14].

## A.5 Verbesserung der Momentenwelligkeit

In Abschnitt 7.4.1 wird gezeigt, dass das Einbeziehen der Oberwellen der Flussverkettung die Steuerung beim Ausfall der Stromsensoren erheblich verbessern kann. Wird  $e_{O,\iota}$  nicht nur bei offener Rückführung in das inverse Modell  $Q$  eingebunden, sondern auch bei geschlossener Rückführung zusätzlich in das IMC-Modell  $\hat{S}$  eingebaut, lässt sich eine leichte Performancesteigerung der Regelung feststellen, wie in Bild A.2b dargestellt.



**Bild A.2:** Sprungantwort und Frequenzanalyse des  $I_q$ -Stroms für  $I_{q\text{soll}} = 1 \text{ A}$  und  $\omega = 10 \text{ rad/s} = 95,5 \text{ U/min}$ : a) Die Sprungantwort der IMC-Struktur mit Berücksichtigung der Oberwellen der Flussverkettung erreicht den stationären Endwert früher als die Regelung ohne Berücksichtigung der Oberwellen b) Betrachtung der Oberwellen im Frequenzbereich: Die 6. Oberwelle lässt sich reduzieren durch die Berücksichtigung der Oberwellen in der IMC-Struktur, die restlichen Oberwellen lassen sich nicht verkleinern

Eine weitere Möglichkeit, die Oberwellen im Moment und in der Drehzahl zu reduzieren, ist die Kompensation der Rastmomente. Im Folgenden wird für eine Bruchlochwicklung, wie sie in Prüfstand 2.2 vorliegt, ein Modell der Rastmomente berechnet. Wird das Drehmoment der permanentenregten Synchronmaschine unter Berücksichtigung aller Effekte über die Ableitung der Koenergie berechnet, ergibt sich nach [30]

$$M_{\text{el}} = p \sum_{j \in \{a,b,c\}} \left( \underbrace{\frac{1}{2} I_t^2 \frac{dL}{d\varphi_{\text{el}}}}_{M_{\text{Reluk}}} - \underbrace{\frac{1}{2} \phi_t^2 \frac{dR_m}{d\varphi_{\text{el}}}}_{M_{\text{Rast}}} + \underbrace{I_t \frac{d\Psi_{\text{PM}j}}{d\varphi_{\text{el}}}}_{M_{\text{Fluss}}} \right). \quad (\text{A.30})$$

Das Reluktanzmoment  $M_{\text{Reluk}}$  wird bei der PMSM vernachlässigbar klein angenommen.  $M_{\text{Fluss}}$  entspricht dem gewünschten Moment, das in (3.38) berechnet wird. Das Rastmoment  $M_{\text{Rast}}$  wird ebenfalls durch die Statornutung verursacht und entspricht einer Störgröße, die im Stromverlauf nicht erkennbar ist und somit von der Strom-Regelung nicht ausgeglichen werden kann. Um die Störung kompensieren zu können, werden die Rastmomente modelliert und dann vorgesteuert.

Da das Rastmoment sich unabhängig vom fließenden Strom in den einzelnen Phasen ausbildet, lässt es sich zu

$$M_{\text{Rast}} = \frac{p}{2} \phi^2 \frac{dR_m}{d\varphi_{\text{el}}} \quad (\text{A.31})$$

vereinfachen, mit dem Gesamtfluss  $\phi$ . Der magnetische Widerstand je Polpaar ergibt sich zu

$$R_m(\varphi_{\text{el}}) = \frac{\delta_p(\varphi_{\text{el}})}{\mu_0 A_p} + \frac{l_c}{\mu_0 \mu_r A_p}. \quad (\text{A.32})$$

Da Statormaterial und Permanentmagnet die relative Permeabilität  $\mu_r \gg 1$  besitzen, lässt sich (A.32) zu

$$R_m(\varphi_{\text{el}}) = \frac{\delta_p(\varphi_{\text{el}})}{\mu_0 A_p} \quad (\text{A.33})$$

vereinfachen. Dabei ist  $\mu_0$  die magnetische Permeabilität des Vakuums und

$$A_p = \frac{2\pi r_{\text{st}} l_{\text{st}}}{p} \quad (\text{A.34})$$

die Fläche, mit dem Statorinnenradius  $r_{\text{st}}$  und der axialen Statorlänge  $l_{\text{st}}$ , wie in Bild 3.9 gezeigt. Für den magnetischen Widerstand ist der Luftspalt oberhalb eines Polpaares von Interesse. Da die Variation des Luftspalts  $\delta$  auf Grund der Statornutung in kleineren Bereichen stattfindet als die Breite eines Polpaares, wird für die Berechnung des magnetischen Widerstands der über der Breite eines Polpaares  $2\theta_p$  gemittelte Luftspalt

$$\delta_p(\varphi_{\text{el}}) = \frac{1}{2\theta_p} \int_0^{2\theta_p} \delta(\theta + \varphi_{\text{el}}) d\theta \quad (\text{A.35})$$

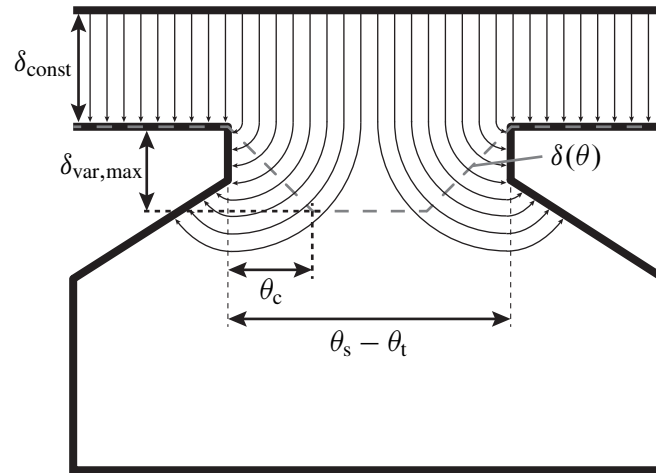
verwendet. Werden (A.33), (A.34) und (A.35) in Gleichung (A.31) eingesetzt, ergibt sich

$$M_{\text{Rast}} = \frac{p^2}{8\pi r_{\text{st}} l_{\text{st}} \theta_p} \phi^2 \frac{d\left(\int_0^{2\theta_p} \delta(\theta + \varphi_{\text{el}}) d\theta\right)}{d\varphi_{\text{el}}}. \quad (\text{A.36})$$

Der Luftspalt  $\delta(\theta)$  lässt sich für eine Nut nach [58] zu

$$\delta(\theta) = \delta_{\text{const}} + \delta_{\text{var}}(\theta) = \begin{cases} \delta_{\text{const}} + \frac{\pi}{8p} r_{\text{st}} (\theta_s - \theta_t) & -\frac{\theta_s}{2} \leq \theta < -\theta_c \\ \delta_{\text{const}} - \frac{\pi}{2p} r_{\text{st}} \left(\theta + \frac{\theta_t}{2}\right) & -\theta_c \leq \theta < -\frac{\theta_t}{2} \\ \delta_{\text{const}} & -\frac{\theta_t}{2} \leq \theta < \frac{\theta_t}{2} \\ \delta_{\text{const}} + \frac{\pi}{2p} r_{\text{st}} \left(\theta - \frac{\theta_t}{2}\right) & \frac{\theta_t}{2} \leq \theta < \theta_c \\ \delta_{\text{const}} + \frac{\pi}{8p} r_{\text{st}} (\theta_s - \theta_t) & \theta_c \leq \theta < \frac{\theta_s}{2} \end{cases} \quad (\text{A.37})$$

bestimmen und wiederholt sich für jede weitere Nut. Dabei ist  $\delta_{\text{const}}$  der Luftspalt zwischen Rotor und Statorzahn.  $\delta_{\text{var}}$  entspricht nicht der tatsächlichen Tiefe der Nut, sondern der Eindringtiefe der Feldlinien in die Nut. Für die Eindringtiefe wird ein Trapezmodell angenommen, wie in Bild A.3



**Bild A.3:** Statornut mit dem effektiven Luftspalt  $\delta(\theta)$

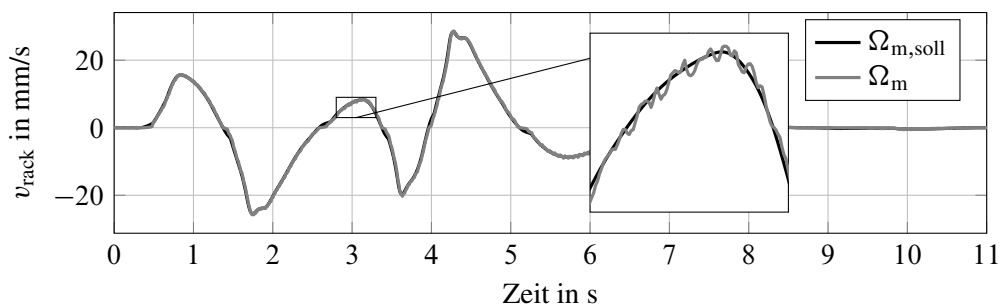
dargestellt.  $\theta_s$  ist der Winkel der Nutteilung und  $\theta_t$  der Winkel eines Statorzahns.  $\theta_c$  ist der Winkel, ab dem die Eindringtiefe begrenzt wird und ergibt sich aus

$$\theta_c = \frac{\theta_s + \theta_t}{4}. \quad (\text{A.38})$$

Das so bestimmte Rastmoment soll vorgesteuert werden. Dafür wird das Rastmoment mit dem Proportionalitätsfaktor aus Gleichung (3.37) in den Strom

$$I_{\text{Rast}} = \frac{2}{3p\Psi_{\text{PM}}} M_{\text{Rast}} \quad (\text{A.39})$$

umgerechnet.  $I_{\text{Rast}}$  kann dann dem  $I_q$ -Sollwert aufgeschaltet werden. Zur Validierung wird in Bild A.4 der in Bild 7.5 dargestellte Doppelspurwechsel mit einem Doppelspurwechsel mit vorgesteuertem Rastmoment verglichen. Es zeigt sich, dass die Schwingungen in der Geschwindigkeit gut reduziert werden können.



**Bild A.4:** Doppelspurwechsel

# Literaturverzeichnis

- [1] Adamy, J. *Fuzzy Logik, neuronale Netze und evolutionäre Algorithmen* Jürgen Adamy. Aachen: Shaker, 2015.
- [2] Adamy, J. *Nichtlineare Systeme und Regelungen*. ger. 3., aktualisierte Auflage. Berlin: Springer Vieweg, 2018.
- [3] Adouni, A., Francois, B. und Sbita, L. „Open-Circuit Fault Detection and Diagnosis in Pulse-Width Modulation Voltage Source Inverters Based on Novel Pole Voltage Approach“. In: *Transactions of the Institute of Measurement and Control* 38 (7 2015), S. 795–804.
- [4] Bai, H. u. a. „Fault-Tolerant Control for a Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive Based on SVPWM“. In: *IET Power Electronics* 10 (5 2017), S. 509–516.
- [5] Barcaro, M., Bianchi, N. und Magnussen, F. „Faulty Operations of a PM Fractional-Slot Machine With a Dual Three-Phase Winding“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58 (9 2011), S. 3825–3832.
- [6] Basler, B., Greiner, T. und Heidrich, P. „Fault-Tolerant Strategies for Double Three-Phase PMSM Used in Electronic Power Steering Systems“. In: *IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*. IEEE, 2015, S. 1–6.
- [7] Beck, M. *Fehlertoleranzstrategien für mechatronische Systeme*. Frankfurt am Main: DFAM, 2010.
- [8] Beineke, S. u. a. „Implementation and Applications of Sensorless Control for Synchronous Machines in Industrial Inverters“. In: *Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*. IEEE, 2010, S. 64–71.
- [9] Binder, A. *Elektrische Maschinen und Antriebe. Grundlagen, Betriebsverhalten*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2012.
- [10] Blanke, M. und Thomsen, J. S. „Electrical Steering of Vehicles - Fault-Tolerant Analysis and Design“. In: *Microelectronics Reliability* 46 (9-11 2006), S. 1421–1432.
- [11] Blanke, M. u. a. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2006.
- [12] Blanke, M. u. a. „Electrical Steering System“. US 6,693,405 B2. Sauer-Danfoss Holding. 2002.
- [13] Bolognani, S., Oboe, R. und Zigliotto, M. „Sensorless Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 46 (1 1999), S. 184–191.

- [14] Bronshtein, I. N. u. a. *Handbook of Mathematics*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2007.
- [15] Bundesministerium für Verkehr Bau und Stadtentwicklung. *Übereinkommen über die Annahme einheitlicher technischer Vorschriften für Radfahrzeuge, Ausrüstungsgegenstände und Teile, die in Radfahrzeuge(n) eingebaut und/oder verwendet werden können, und die Bedingungen für die gegenseitige Anerkennung von Genehmigungen, die nach diesen Vorschriften erteilt wurden*. UN/ECE-Regelung R79. Hrsg. von B. u. S. Bundesministerium für Verkehr.
- [16] Craig, E. u. a. „A Fault Detection Procedure for Single Phase Bridge Converters“. In: *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*. 1993, S. 466–471.
- [17] *DIN 25424. Fehlerbaumanalyse*. ger. Bd. Teil 1. Deutsche Norm. Berlin: Beuth, 1981.
- [18] Ding, S. *Model-based Fault Diagnosis Techniques*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2008.
- [19] Dulmage, A. L. und Mendelsohn, N. S. „Coverings of Bipartite Graphs“. In: *Canadian Journal of Mathematics* 10 (0 1958), S. 517–534.
- [20] Fankem, S., Weiskircher, T. und Müller, S. „Model-based Rack Force Estimation for Electric Power Steering“. In: *IFAC Proceedings Volumes* 47.3 (2014), S. 8469–8474.
- [21] Frenzke, T. und Piepenbreier, B. „Position-Sensorless Control of Direct Drive Permanent Magnet Synchronous Motors for Railway Traction“. In: *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2004, S. 1372–1377.
- [22] Gaedke, A. „Mechatronische Lenksysteme“. In: *Fahrzeug- und Motortechnisches Seminar*. TU Darmstadt. Darmstadt, 29. Juni 2015.
- [23] Garcia, C. E. und Morari, M. „Internal Model Control. A Unifying Review and Some New Results“. In: *Industrial & Engineering Chemistry Process Design and Development* 21 (2 1982), S. 308–323.
- [24] Gertler, J. *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*. New York: Marcel Dekker, 1998.
- [25] Glose, D. und Kennel, R. „Carrier-Based Pulse Width Modulation for Symmetrical Six-Phase Drives“. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 30 (12 2015), S. 6873–6882.
- [26] Govender, V. und Müller, S. „Modelling and Position Control of an Electric Power Steering System“. In: *IFAC-PapersOnLine* 49 (11 2016), S. 312–318.
- [27] Grewal, M. S. und Andrews, A. P. *Kalman Filtering. Theory and Practice Using MATLAB®*. 4. Aufl. New Jersey: Wiley, 2015.
- [28] Grüner, S. und Gaedke, A. „Control of Electric Power Steering Systems: State of the Art and Future Concepts“. In: *chassis.tech plus 2011. 2. Internationales Münchner Fahrwerk-Symposium*. Hrsg. von ATZ live. 2011.
- [29] Halbe, I. *Modellgestützte Sensoreninformationsplattform für die Quer- und Längsdynamik von Kraftfahrzeugen. Anwendungen zur Fehlerdiagnose und Fehlertoleranz*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2008.

- [30] Hanselman, D. C. *Brushless Permanent-Magnet Motor Design*. 2. Aufl. Lebanon, Ohio: Magna Physics Publishing, 2006.
- [31] Harnefors, L. und Nee, H.-P. „Model-Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 34 (1 1998), S. 133–141.
- [32] Heißing, B., Ersoy, M. und Gies, S. *Fahrwerkhandbuch. Grundlagen · Fahrdynamik · Komponenten · Systeme · Mechatronik · Perspektiven*. Wiesbaden: Springer Vieweg, 2013.
- [33] Hoedt, J. *Fahrdynamikregelung für fehlertolerante X-By-Wire-Antriebstopologien*. Berlin: epubli GmbH, 2013.
- [34] Höfling, T. *Methoden zur Fehlererkennung mit Parameterschätzung und Paritätsgleichungen*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 1996.
- [35] Holtz, J. und Springob, L. „Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives“. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 43.2 (1996), S. 309–320.
- [36] Hommel, M. „Fehlertoleranter elektromechanischer steer-by-wire-Lenksteller“. DE19834870. Robert Bosch GmbH. 2000.
- [37] Hommel, M. „Lenkradsteller für Steer-by-Wire-Anwendung in Kraftfahrzeugen“. DE1998134868. Robert Bosch GmbH. 2000.
- [38] Hrycej, T. *Robuste Regelung. Ein Leitfaden für sicherheitskritische Anwendungen*. Berlin: Springer Vieweg, 2018.
- [39] Isermann, R. *Fault-Diagnosis Applications*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2011.
- [40] Isermann, R. *Fault-Diagnosis Systems*. New York: Springer, 2006.
- [41] Isermann, R. „Fehlertolerante mechatronische Systeme, Teil 1. Fault-Tolerant Mechatronic Systems, Part 1“. In: *at - Automatisierungstechnik* 55 (4 2007), S. 170–179.
- [42] Isermann, R. *Mechatronic Systems. Fundamentals*. London: Springer, 2005.
- [43] Isermann, R. *Mechatronische Systeme. Grundlagen. 2.*, vollst. neu bearb. Aufl. Berlin: Springer, 2008.
- [44] Isermann, R. „Modellgestützte Überwachung und Fehlerdiagnose technischer Systeme (Teil 1 u. 2)“. In: *Automatisierungstechnische Praxis*. 38 (5 und 6 1996).
- [45] Isermann, R. und Münchof, M. *Identification of Dynamic Systems. An Introduction with Applications*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2010.
- [46] ISO International Organization for Standardization, Hrsg. *Road Vehicles - Functional Safety, ISO 26262*.
- [47] Jiang, X. u. a. „Fault Tolerant Control of Dual-Winding Fault-Tolerant Permanent Magnet Motor Drive with Three-Phase Four-Leg Inverter“. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. IEEE, 2016, S. 1–6.
- [48] Konigorski, U. „Antriebssynchronisation mittels einer Verkopplungsregelung“. In: *Tagungsband SPS/IPC/DRIVES 98*. 1998, S. 664–673.

- [49] Konigorski, U. „Ausgangsgrößenverkopplung bei linearen Mehrgrößensystemen“. In: *at - Automatisierungstechnik* 47 (4 1999), S. 165–170.
- [50] Krautstrunk, A. *Fehlertolerantes Aktorkonzept für sicherheitsrelevante Anwendungen*. Berichte aus der Elektrotechnik. Aachen: Shaker, 2005.
- [51] Krautstrunk, A. und Mutschler, P. „Fault Detection and Identification for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives“. In: *PCIM '99 Europe: Official Proceedings of the Thirty Fifth International Intelligent Motion Conference*. ZM Communications, 1999, S. 161–166.
- [52] Kreß, D. und Kaufhold, B. *Signale und Systeme verstehen und vertiefen. Denken und Arbeiten im Zeit- und Frequenzbereich*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2010.
- [53] Krysander, M., Aslund, J. und Nyberg, M. „An Efficient Algorithm for Finding Minimal Overconstrained Subsystems for Model-Based Diagnosis“. In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans* 38 (1 2008), S. 197–206.
- [54] Krysander, M. und Frisk, E. „Sensor Placement for Fault Diagnosis“. In: *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics - Part A: Systems and Humans* 38 (6 2008), S. 1398–1410.
- [55] Krysander, M. *Design and Analysis of Diagnosis Systems Using Structural Methods*. Linköping: LiU-Tryck, 2006.
- [56] Künne, B. *Einführung in die Maschinenelemente*. Vieweg+Teubner Verlag, 2001.
- [57] Kütting, H., Sauer, M. J. und Padberg, F. *Elementare Stochastik*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2011.
- [58] Landwehr, M. *Beiträge zur Modellierung von Rastmomenten. Neue Luftspalt- und Leitwertmodellansätze*. Helmut-Schmidt-Universität Hamburg, 2016.
- [59] Lee, G. H. u. a. „Torque Ripple Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for EPS Applications“. In: *International Journal of Automotive Technology* 12 (2 2011), S. 291–297.
- [60] Lunze, J. und Steffen, T. „Control Reconfiguration After Actuator Failures Using Disturbance Decoupling Methods“. In: *IEEE Transactions on Automatic Control* 51 (10 2006), S. 1590–1601.
- [61] Lunze, J. und Steffen, T. „Control Reconfiguration by Means of a Virtual Actuator“. In: *IFAC Proceedings Volumes* 36 (5 2003), S. 131–136.
- [62] Lunze, J. *Regelungstechnik 2. Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. 9., überarb. Aufl. 2016. Berlin und Heidelberg: Springer, 2016.
- [63] Mecrow, B. C. u. a. „Fault-Tolerant Permanent Magnet Machine Drives“. In: *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 143 (6 1996), S. 437.
- [64] Meinguet, F. *Fault-Tolerant Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives. Fault Detection and Isolation, Control Reconfiguration and Design Considerations*. Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2012.

- [65] Mink, F. u. a. „Parametric Model and Identification of PMSM Considering the Influence of Magnetic Saturation“. In: *13th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*. IEEE, 2012, S. 444–452.
- [66] Moseler, O. *Mikrocontrollerbasierte Fehlererkennung für mechatronische Komponenten am Beispiel eines elektromechanischen Stellantriebs*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2001.
- [67] Müller, G. und Ponick, B. *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Weinheim: VCH, 2006.
- [68] Münchhof, M., Beck, M. und Isermann, R. „Fault Diagnosis and Fault Tolerance of Drive Systems -Status and Research“. In: *Proceedings of the European Control Conference*. Budapest, Hungary, 2009, S. 3464–3479.
- [69] Perassi, H. D. *Feldorientierte Regelung der permanenterregten Synchronmaschine ohne Lagegeber für den gesamten Drehzahlbereich bis zum Stillstand*. Ilmenau: ISLE, 2007.
- [70] P. Pfeffer, Hrsg. *Lenkungshandbuch. Lenksysteme, Lenkgefühl, Fahrdynamik von Kraftfahrzeugen*. 2. Aufl. Praxis ATZ-MTZ-Fachbuch. Wiesbaden: Vieweg + Teubner, 2013.
- [71] Pyrhönen, J., Jokinen, T. und Hrabovcová, V. *Design of Rotating Electrical Machines*. 2. Aufl. New Jersey: Wiley, 2014.
- [72] Rannacher, R. *Numerik I. Numerik gewöhnlicher Differentialgleichungen*. ger. Lecture Notes Mathematik. Heidelberg University Publishing, 2017.
- [73] Reif, K. *Bosch Autoelektrik und Autoelektronik. Bordnetze, Sensoren und elektronische Systeme*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner, 2011.
- [74] Robert Bosch Automotive Steering GmbH, Hrsg. *Servolectric®. Electromechanical Steering System for a Dynamic Driving Experience and Highly Automated Functions*. Schwäbisch Gmünd, 2015.
- [75] Roetzer, M. u. a. „Anisotropy-based Position Estimation Approach for Symmetrical Dual Three-phase Permanent Magnet Synchronous Machines“. In: *IEEE International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*. IEEE, 2017, S. 157–164.
- [76] Sakhary, B. „Elektrische Antriebe mit dauermagneterregten Maschinen im dynamischen sensorlosen Betrieb“. Dissertation. Hamburg: Helmut-Schmidt-Universität, 2008.
- [77] Schafer, R. *RADC Nonelectronic Reliability Notebook*. Revision B. Fullerton: Hughes Aircraft Company, 1985.
- [78] Schmirgel, H. und Kraß, J. O. „Compensation of Nonlinearities in the IGBT Power Stage of Servo Amplifiers through Feed Forward Control in the Current Loop“. In: *PCIM Europe Proceedings*. 2005, S. 94–99.
- [79] Schreiber, M. „Getrennte Parameter- und Zustandsschätzung zur Echtzeit-Fehlerdiagnose an elektro-hydraulischen Aktuatoren primärer Steuerflächen von Luftfahrzeugen“. Dissertation. Darmstadt: Technische Universität Darmstadt, 2003.
- [80] Schröder, D. *Elektrische Antriebe - Grundlagen. Mit durchgerechneten Übungs- und Prüfungsaufgaben*. 4., erw. Aufl. Dordrecht: Springer, 2009.

- [81] Schröder, D. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Berlin und Heidelberg: Springer, 2009.
- [82] Schrödl, M. „Operation of the Permanent Magnet synchronous Machine without a Mechanical Sensor“. In: *Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*. 1990, S. 51–56.
- [83] Schrödl, M., Hofer, M. und Staffler, W. „Sensorless Control of PM Synchronous Motors in the Whole Speed Range Including Standstill Using a Combined INFORM/EMF Model“. In: *12th International Power Electronics and Motion Control Conference*. IEEE, 2006, S. 1943–1949.
- [84] Schuller, J. „Entwurf und Umsetzung einer Elektrolenkung mit Notlaufeigenschaften“. In: *Fachtagung Mechatronik*. Hrsg. von T. Bertram. Aachen, 2013, S. 73–79.
- [85] Simon, D. *Optimal State Estimation. Kalman, H [Infinity] and Nonlinear Approaches*. New Jersey: Wiley, 2006.
- [86] Smith, D. J. *Reliability, Maintainability, and Risk. Practical Methods for Engineers*. 6. Aufl. Boston: Butterworth-Heinemann, 2001.
- [87] Stephens, C. M. „Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drives“. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 27 (6 1991), S. 1098–1102.
- [88] Stribeck, R. „Die wesentlichen Eigenschaften der Gleit- und Rollenlager“. In: *Zeitschrift des Vereines Deutscher Ingenieure* 46 (1902), S. 1341–1348, 1432–1438, 1463–1470.
- [89] *System-FMEA*. ger. 1. Aufl. Bd. 4,2. Qualitätsmanagement in der Automobilindustrie. Frankfurt am Main: VDA, 1996.
- [90] Szalai, T. „Sensorlose Regelung gesättigter Synchronmaschinen bis zum Stillstand unter Last“. Dissertation. Ilmenau, 2014.
- [91] Teigelkötter, J. *Energieeffiziente elektrische Antriebe*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 2013.
- [92] Thomsen, J. S. und Blanke, M. „Fault-Tolerant Actuator System for Electrical Steering of Vehicles“. In: *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd annual conference* (). New York: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2006, S. 3597–3602.
- [93] Thorsen, O. V. und Dalva, M. „A Survey of Faults on Induction Motors in Offshore Oil Industry, Petrochemical Industry, Gas Terminals and Oil Refineries“. In: *IEEE Petroleum and Chemical Industry Technical Conference*. IEEE, 1994, S. 1–9.
- [94] Thybo, C. „Fault-Tolerant Control of Inverter Fed Induction Motor Drives“. Dissertation. Aalborg: Aalborg University, 1999.
- [95] Tietze, U., Schenk, C. und Gamm, E. *Halbleiter-Schaltungstechnik*. Berlin, 2019.
- [96] Wesemeier, D. *Modellbasierte Methoden zur Schätzung nicht messbarer Größen der Fahrzeugquerdynamik und des Reifenluftdrucks*. Düsseldorf: VDI Verlag, 2012.

- 
- [97] Winkelkemper, M. „Reduzierung von Zwischenkreiskapazitäten in Frequenzumrichtern für Niederspannungsantriebe“. Dissertation. Berlin: Technische Universität Berlin, 2005.
- [98] Wolfram, A. und Vogt, M. „Zeitdiskrete Filteralgorithmen zur Erzeugung zeitlicher Ableitungen“. In: *at - Automatisierungstechnik* (7 2002), S. 346–353.
- [99] Wolfram, A. *Komponentenbasierte Fehlerdiagnose industrieller Anlagen am Beispiel frequenzumrichtergespeister Asynchronmaschinen und Kreiselpumpen*. Düsseldorf: VDI-Verlag, 2002.

## Tagungsbeträge mit veröffentlichtem Berichtband

- [100] Keßler, P. „Einstellbare Verkopplungsregelung für ein Duplex-Aktorsystem einer achsparallelen elektrischen Servolenkung (EPS)“. In: *Diagnose in mechatronischen Fahrzeugsystemen IX. Neue Verfahren für Test, Prüfung und Diagnose von E/E-Systemen im Kfz.* Hrsg. von B. Bäker und A. Unger. Dresden: TUDpress, 2015.
- [101] Keßler, P. und Isermann, R. „Sensor Fault-Tolerance for the Actuator of an Electric Power Steering System“. In: *18th Stuttgart International Symposium Automotive and Engine Technology.* Bd. 1. 2018, S. 745–759.

## Tagungsbeträge ohne veröffentlichtem Berichtband

- [102] Beck, M. und Keßler, P. „Modelling and Identification of an Axial Parallel EPS System“. In: *IQPC 8th Annual Conference on Steering Systems*. IQPC. 2014.
- [103] Keßler, P. „Fault-Tolerant Strategies for an EPS“. In: *IQPC 10th International Steering Systems*. Berlin, 2016.
- [104] Keßler, P. „Model-Based Fault Diagnosis of an EPS System“. In: *IQPC 9th Annual Conference Steering Systems*. Hrsg. von IQPC. 2015.
- [105] Keßler, P. „Sensor-Fault Tolerance of an Electric Power Steering“. In: *IQPC 11th International Conference Steering Systems 2017*. 2017.

## Betreute studentische Arbeiten

- [106] Ackermann, S. u. a. „Untersuchung des Einflusses von Parametervariationen der elektrischen Servolenkung und Fahrdynamikmodelle im geschlossenen Spurhalte-Regelkreis“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2016.
- [107] Akcin, A. u. a. „Entwicklung einer Schnittstelle zur Messung der Leiter-Erde Spannungen von Permanentmagneterregten Synchronmaschinen“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2014.
- [108] Aust, P., Hassler, D. und Poss, Björn, Wang, Shiqi. „Entwicklung und Simulation einer Modell-variablen IMC-Regelung für eine doppelt gewickelte PMSM im Fall einer offenen Phase“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2018.
- [109] Bopp, D. u. a. „Modellvariable IMC Regelung zur optimalen Regelung einer permanent erregten Synchronmaschine mit einer offenen Phase“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2017.
- [110] Chen, H. „Modellbasierte Auslegung und Applikation von elektromechanischen Lenkungen“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2017.
- [111] Chen, Q., Yao, Y. und Yu, T. „Identifikation einer Duplex-Servolenkung“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2014.
- [112] Du, X. „Fehlertolerante Regelung einer permanent erregten Synchronmaschine (PMSM) mittels Internal Model Control (IMC)“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2016.
- [113] Ewald, V. „Reglerentwurf für eine Elektromechanische Lenkung“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2016.
- [114] Frerichs, D., Nehrbass, S. und Ewald, V. „Entwicklung und Untersuchung einer Verkopplungsregelung zur Rekonfiguration im Fehlerfall“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2015.
- [115] Ganz, C. „Untersuchung von IMC Reglern zur ruckfreien Rekonfiguration eines verkoppelt geregelten Duplex-Aktorsystems“. IAT. Bachelor Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2015.
- [116] Gottschalg, G. „Modellierung von Fahrzeugachsen in MATLAB/Simulink“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2018.
- [117] Hagedorn, R. „Analyse und Vergleich verschiedener Regelungskonzepte einer Permanentmagneterregten Synchronmaschine“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2015.
- [118] Han, C. u. a. „Identifikation von Lose in einer EPS“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2015.

- [119] Hassler, D. „Modellbasierte Schätzung der Referenzgeschwindigkeit eines Fahrzeugs“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2018.
- [120] Heroth, M. u. a. „Vergleich unterschiedlicher signal- und modellbasierter Fehlererkennungsmethoden für eine elektrische Servolenkung“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2017.
- [121] Hoffmann, M. „Modellgestützte Spurregelung eines PKW“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2018.
- [122] Hoffmann, M. und Klapp, O. F. „Adaptive IMC Regelung einer permanentenregten Synchronmaschine unter Einfluss von Entmagnetisierung und Windungsschlüssen“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2018.
- [123] Hoffmann, M. u. a. „Simulation von Fahrmanövern unter Einfluss von EPS-Fehlern“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2016.
- [124] Jafarzadehpour, M. „Untersuchung zur Auffindung von geeigneten Strukturen eines Duplex-Aktorsystems“. IAT. Bachelor Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2015.
- [125] Junghans, J. „Schätzung von Reibungsparametern zur robusten Fehlererkennung in hydraulischen Maschinen“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2014.
- [126] Li, N. u. a. „Analyse und Optimierung eines erweiterten Kalman-Filters für die sensorlose Regelung einer permanent erregten Synchronmaschine“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2017.
- [127] Lizenberg, V. „Einsatz von Schätzverfahren im Validierungsprozess von Lenkungsmodellen“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2017.
- [128] Nehrbass, S. „Nichtlineare Verkopplungsregelung eines mechanisch verkoppelten Duplex-Aktor Systems“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2016.
- [129] Schaub, P. „Optimierung und Erweiterung der Echtzeit-Fehlerdiagnose einer permanentenregten Synchronmaschine in einer elektrischen Servolenkung“. IAT. Bachelor Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2017.
- [130] Schellenberger, P. „Modellierung der Rastmomente einer permanentenregten Synchronmaschine zur Optimierung der Steuerung und Regelung“. IAT. Master Thesis. Darmstadt: TU Darmstadt, 2018.
- [131] Zhang, C. und Chen, H. „Untersuhung von Grenzyklen eines Duplex-Aktor-Systems“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2015.
- [132] Zhang, D., Du, Y. und Bahri, I. „Automatisierte Failure Mode and Effects Analysis von verschiedenen Duplex-Aktor-Systemen“. IAT. Projektseminar. Darmstadt: TU Darmstadt, 2014.