

Fehlertolerantes Aktorkonzept für sicherheitsrelevante Anwendungen

Vom Fachbereich 18
Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Darmstadt
zur Erlangung der Würde
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Alexander Krautstrunk

geboren am 1. August 1967 in Münster

Referent:	Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. habil. Andreas Binder
Tag der Einreichung:	1. Februar 2005
Tag der mündlichen Prüfung:	3. Mai 2005

D17
Darmstädter Dissertation

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung an der Technischen Universität Darmstadt.

Dem Referenten Herrn Professor Dr.-Ing. Peter Mutschler danke ich sehr herzlich für sein Interesse an der Arbeit, seine Anregungen und seine Unterstützung bis zum Abschluss.

Herrn Professor Dr.-Ing. habil. Andreas Binder danke ich für die Übernahme des Korreferats.

Der DaimlerChrysler AG danke ich für die finanzielle Unterstützung. Für die Anregung zu dem Thema und die gute Zusammenarbeit möchte ich mich besonders bei den Herren Dr.-Ing. Hans-Peter Schöner, Dr.-Ing. Markus Zimmer und Dr.-Ing. Rainer Uhler bedanken.

Allen Mitarbeiterinnen und Mitarbeitern des Instituts für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung danke ich für die gute und angenehme Zusammenarbeit. Besonders möchte ich mich bei den Herren Dr.-Ing. Steffen Doenitz, Dr.-Ing. Hartmut Hinz, Dr.-Ing. Rolf Hoffmann, Dipl.-Ing. Thomas Pötzl und Dipl.-Ing. Volker Weber für ihre Unterstützung bedanken.

Mein anerkennender Dank gilt allen Studenten, die mit ihren Studien- und Diplomarbeiten einen wesentlichen Beitrag zu dieser Arbeit geleistet haben.

Schließlich bedanke ich mich bei meinen Eltern und meiner Familie für ihre Anteilnahme. Mein größter Dank gilt meiner Frau Adriane. Ohne ihre unerschöpfliche Geduld und Zuversicht hätte die Arbeit nicht entstehen können.

Durlangen, im Juni 2005

Alexander Krautstrunk

Aufgabenstellung

Ziel der Arbeit war, ein Aktorkonzept für sicherheitsrelevante Anwendungen zu entwickeln. Als Beispiel für eine solche Anwendung diente ein Steer-by-Wire-Lenksystem.

Aufgrund der Analyse der Anforderungen an ein Steer-by-Wire-System sollte ein geeigneter Aktor gewählt werden, der insbesondere den Sicherheitsanforderungen gerecht wird.

Weiterhin sollten Verfahren zur Fehlerdiagnose für das gewählte Aktorkonzept untersucht werden. Dafür waren zunächst die relevanten Fehler im Aktor zu identifizieren.

Die theoretisch oder durch Simulation gefundenen Ergebnisse galt es durch Messungen zu verifizieren. Hierzu sollte ein Prototyp des Aktors aufgebaut werden.

Objectives

Within this project a concept of an actuator for safety related application should be developed. As an example for such an application a steer-by-wire steering system was chosen.

The analysis of the requirements – especially of safety requirements – on a steer-by-wire system should be the basis for the choice of a suited actuator principle.

Furthermore fault diagnosis schemes should be investigated to detect the faults relevant for the actuator. These faults had to be identified first.

Results found theoretically or by computer simulation should be verified by measurements. This is why a prototype of the actuator was built up.

Kurzfassung

Es wird ein fehlertolerantes Konzept für den Handkraftaktor eines Steer-by-Wire-Lenksystems vorgestellt. Der Handkraftaktor bildet die Reaktionskräfte einer konventionellen Lenkung am Lenkrad nach und stellt die direkte Schnittstelle zum Fahrer dar. Daraus ergeben sich erstens hohe Anforderungen an die Qualität des Antriebs. Zweitens ist die Lenkung eine sicherheitsrelevante Anwendung im Kraftfahrzeug. Drittens kommt aus Kostengründen nur eine aufwandsarme Variante in Frage. Diese drei Punkte erfüllt ein Aktorkonzept mit einer permanentmagneterregten Synchronmaschine, deren Stränge elektrisch entkoppelt sind und jeweils separat von einer einphasigen Vollbrücke gespeist werden. So kann das gleiche Drehfeld in der Maschine mit nur zwei der drei Motorstränge erzeugt werden. Damit lässt sich bei vergleichsweise geringen Kosten die notwendige Fehlertoleranz darstellen.

Für die relevanten Fehler im Antrieb – Kurzschlüsse und Unterbrechungen – wird eine Erkennung und Lokalisierung realisiert. Mit den unabhängigen Strängen vereinfacht sich die Fehlerreaktion: Der betroffene Strang wird immer abgeschaltet. Trotzdem können Kurzschlussströme einen störenden Drehmomentanteil liefern. Auch aufgrund der Oberwellen des Luftspaltfeldes der Maschine wird das Drehmoment im zweisträngigen Betrieb wellig. Zur Beherrschung dieser Welligkeit wird der Stromregelung ein Drehmomentregler überlagert. Der Momentenistwert wird aus den gemessenen Strangströmen über ein Motormodell berechnet, das zusätzlich zur Grundwelle auch die Harmonischen des Strombelags und der magnetischen Luftspaltinduktion des Läufers berücksichtigt. Für die Stromregelung werden Verfahren benötigt, die sowohl den zweisträngigen als auch den dreisträngigen Betriebsfall beherrschen. Es werden zwei Varianten gegenübergestellt, die jeweils Schaltregler in ständerfesten Koordinatensystemen verwenden: Das erste Verfahren regelt die Ströme im $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem, das zweite regelt die Strangströme.

Anhand von Messungen an einem Labormuster eines Handkraftaktors werden sowohl die entwickelten Fehlererkennungs- und Fehlerdiagnosemaßnahmen als auch die Regelverfahren überprüft. Fehler in Maschine und Wechselrichter werden zuverlässig erkannt, bevor sie sich fortpflanzen und weiteren Schaden verursachen. Mit Hilfe des dem Stromregler überlagerten Drehmomentreglers wird die geforderte Gleichförmigkeit des Drehmoments, die maßgeblich für das Lenkgefühl verantwortlich ist, bei allen Betriebsbedingungen erreicht.

Abstract

A fault-tolerant force feedback actuator for steer-by-wire application is proposed. The force feedback actuator emulates the reacting steering forces of a conventional steering system and forms the interface to the driver. First, this demands high performance of the drive unit. Second, the steering system is a safety-related application of the vehicle. Third, cost targets must be met. An actuator using a three-phase permanent magnet synchronous motor will fulfil these three requirements. The phases of the motor are separated electrically and are fed by single-phase bridges that supply one motor phase each. This makes it possible to generate a rotating field within the motor with only two of the three motor phases. This achieves fault tolerance at a relatively low cost.

Fault detection and identification schemes are realized for short and open circuit faults within the drive unit. Fault reaction is simplified with independent phases: the respective phase is always shut down. Despite this, however, short circuit currents can cause disturbing torque ripple. Furthermore, harmonics of the air gap field in two-phase operation mode will also cause torque ripple. To eliminate this ripple, a torque controller is superposed to the current controllers. The torque reference value is calculated using the measured phase currents and a motor model that also considers the harmonics of the air gap field. Current control requires methods able to cope with both two-phase and three-phase operation. Two variants are compared: one controlling currents in stationary $0\alpha\beta$ reference frame, the other controlling phase currents.

Fault detection and identification schemes as well as control schemes are examined using a development prototype of the force feedback actuator. Faults within the motor and the inverter are reliably detected before they propagate and cause further damage. With the aid of the superposed torque controller, the necessary smoothness of torque required for the steering feel is achieved under all operating conditions.

INHALTSVERZEICHNIS

Formelzeichen und Abkürzungen	IX
1 Einleitung	1
2 Einordnung der Arbeit	3
2.1 Steer-by-Wire – eine sicherheitsrelevante Anwendung	3
2.1.1 Handkraftfaktor	7
2.1.2 Radwinkelsteller	8
2.2 Sicherheitstechnische Begriffe	10
2.2.1 Grundbegriffe	10
2.2.2 Fehlertoleranz	13
3 Fehlertolerante Aktorkonzepte	17
3.1 Fehlertolerante elektrische Antriebe – Stand der Technik	17
3.2 Fehlertolerante Ausführung des Handkraftfaktors	25
3.2.1 Maschine und Wechselrichter	26
3.2.2 Informationsverarbeitung	29
3.2.3 Sensoren und Leistungsversorgung	29
4 Fehlervorgabe und Fehlerdiagnose	31
4.1 Fehlervorgabe für den Handkraftfaktor	31
4.1.1 Fehlermodelle der Antriebskomponenten	32
4.1.2 Fehlermodelle für Maschine und Wechselrichter	37
4.2 Fehlererkennung für Maschine und Wechselrichter	41
4.2.1 U_{DS} -Überwachung	43
4.2.2 Strangstrom-Monitor	44
4.3 Fehlerlokalisierung	45
4.3.1 Erfassungsroutine	48
4.3.2 Lokalisierungsroutine	48
4.4 Beispiele	50
4.4.1 Kurzschluss eines Leistungshalbleiters	50
4.4.2 Kurzschluss einer Wicklung	53

5	Regelung des fehlertoleranten Handkraftaktors	57
5.1	Stromregelung bei drei elektrisch unabhängigen Motorsträngen	57
5.1.1	Grundwellenmodell der PM-Synchronmaschine	57
5.1.2	Wahl der Nullkomponente.....	61
5.1.3	Strangströme bei Ausfall eines Strangs.....	62
5.1.4	Raumzeigerdarstellung der Ausgangsspannung des Wechselrichters.....	63
5.1.5	Schaltregler im ständerfesten $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem	66
5.1.6	Schaltregler im ständerfesten abc-Koordinatensystem	71
5.2	Überlagerte Drehmomentregelung zur Kompensation von Störgrößen	73
5.2.1	Beiträge der Stränge zum Drehmoment	73
5.2.2	Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb.....	78
5.2.3	Struktur des Drehmomentregelkreises	80
6	Simulationsmodelle	83
6.1	Grundwellenmodell.....	83
6.2	Strangmodell	85
7	Experimentelle Ergebnisse.....	91
7.1	Beschreibung des Versuchsaufbaus	91
7.2	Messung der Drehmomentwelligkeit.....	95
7.2.1	Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb.....	96
7.2.2	Einfluss der Stromregler	99
7.2.3	Einfluss des Drehmomentreglers.....	101
7.3	Erweiterung zum fehlertoleranten Handkraftfaktor.....	105
8	Zusammenfassung und Ausblick	109
	LITERATURVERZEICHNIS	111
	ANHANG.....	119

FORMELZEICHEN UND ABKÜRZUNGEN

Formelzeichen

a	[A/m]	Strombelag
B	[T]	Induktion
b	[T]	Induktion
c		Koeffizient
d	[-]	Komparatorausgang
E, e	[V]	Gegenspannung, elektromotorische Kraft
F	[N]	Kraft
F		Übertragungsfunktion
H		Hysterese
I, i	[A]	Strom
k		Konstante
L	[H]	Induktivität
l	[m]	Länge
m	[Nm]	Drehmoment
n	[1/s]	Drehzahl
N	[-]	Nutzahl
p	[-]	Polpaarzahl
q	[-]	Lochzahl
R	[Ω]	Widerstand
r	[m]	Radius
S	[-]	Schaltzustand
str	[-]	Strangzahl
T	[-]	Transformationsmatrix
T	[s]	Zeitkonstante
t	[s]	Zeit
U, u	[V]	Spannung
w	[-]	(Spulen-)Weite
ψ	[Vs]	Fluss
ω	[rad/s]	Winkelgeschwindigkeit
θ	[kgm ²]	Trägheitsmoment
γ	[rad]	Rotorlagewinkel
ε		Fehler

Δ		Differenz
Γ	[rad]	Umfangswinkel Stator
ζ	[rad]	Umfangswinkel Rotor
δ	[rad]	Winkel
φ	[rad]	Winkel

Attribute an Formelzeichen

G	Matrix
\underline{g}	Raumzeiger
\vec{g}	Vektor

Indizes an Formelzeichen

g_0	Nullkomponente
g_{2str}	zweisträngigen Betrieb betreffend
g_{3str}	dreisträngigen Betrieb betreffend
g_{0dq}	0dq-Koordinatensystem betreffend
$g_{0\alpha\beta}$	0 $\alpha\beta$ -Koordinatensystem betreffend
g_a	a-Komponente
g_a	Strombelag-
g_{abc}	abc-Koordinatensystem betreffend
g_b	b-Komponente
g_b	Induktions-
g_{Batt}	Batterie-
g_c	c-Komponente
g_D	Drain-
g_{Dr}	Durchlassspannung der Rückwärtsdiode
g_{DS}	Drain-Source-
g_d	d-Komponente
g_{Diode}	Dioden-
g_e	Eisen-
g_{el}	elektrisch
g_F	Fehler-
g_f	allgemeine Funktion
g_G	Gate-
g_{gleich}	Gleichanteil

g_{Hand}	Hand-, den Fahrerwunsch betreffend
g_i	Strom-
g_{ist}	Ist-
g_k	allgemeiner Index
g_{Last}	Last-
g_{Lenk}	Lenk-
g_m	Drehmoment-
g_m	mechanisch
g_M	Maschine-
g_{mess}	gemessen
g_{max}	maximal
g_n	Normalkomponente
g_o	offen
g_{on}	ein-
g_p	allgemeiner Index
g_{PM}	Permanentmagnet-
g_q	q-Komponente
g_R	Regler-
g_{Rad}	gelenktes Rad betreffend
$g_{Rück}$	Rückstell-
g_s	Ständer-
g_S	Strecken-
g_{sense}	gemessen
g_{soll}	Soll-
g_{sp}	Spulen-
g_{str}	Strang-
g_{Zusatz}	Überlagerung
g_v	allgemeiner Index
g_α	α -Komponente
g_β	β -Komponente
g_σ	Summen-

Abkürzungen

ABS	Anti-Blockier-System
ASR	Antriebsschlupfregelung
ASM	Asynchronmaschine
BLDC	Bürstenloser Gleichstrommotor (Brushless DC)
ESP	Elektronisches Stabilitätsprogramm
D	Diode
FMEA	Failure Mode and Effects Analysis
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
IVB	Informationsverarbeitungsblock
LE	Leistungselektronik
LSB	Least Significant Bit
M	Motor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MSB	Most Significant Bit
PMSM	Permanentmagneterregte Synchronmaschine
R	Widerstand
S	Schalter (MOSFET)
SRM	Geschalteter Reluktanzmotor (Switched Reluctance Motor)

1 Einleitung

Moderne Kraftfahrzeuge werden zunehmend mit Assistenzsystemen ausgestattet, die den Fahrer von Routineaufgaben entlasten und in kritischen Situationen unterstützen. Intelligente Fahrerassistenzsysteme greifen heute schon direkt in die Lenk- und Bremssysteme, die Fahrwerksabstimmung und in die Antriebsstrangregelung ein. Die größere Funktionalität wird möglich, weil konventionelle mechanische und hydraulische Lösungen durch mechatronische Systeme ergänzt oder ersetzt werden.

Neueste Konzepte sind unter dem Namen X-by-Wire bekannt, wobei der Buchstabe X für eine beliebige sicherheitsrelevante Anwendung wie z. B. die Lenkung (Steer-by-Wire), die Bremsen (Brake-by-Wire) oder die Antriebsstrangregelung (Throttle-, Clutch-, Shift-by-Wire) stehen kann. Sie basieren auf dem Prinzip, dass die mechanische oder hydraulische Verbindung zwischen den Bedieneinheiten des Fahrers, z. B. dem Lenkrad oder der Pedale, und den ausführenden Aktoren, z. B. der Lenkung oder den Bremsen, aufgetrennt und die Befehle des Fahrers zum Lenken, Beschleunigen oder Verzögern über Informationskanäle an Stellmotoren und Schaltelemente übermittelt werden. Die Entkopplung erlaubt eine höhere Funktionalität und Flexibilität, z. B. den Eingriff von übergeordneten Fahrdynamikregelungen. Sie stellt aber neue Anforderungen an die Sicherheit, weil man auf eine zuverlässige mechanische Verbindung verzichtet: X-by-Wire-Systeme ohne Rückfallebene müssen fehlertolerante Eigenschaften haben.

Für die Architektur von X-by-Wire-Systemen werden bereits Lösungen beschrieben [Dil97], [XbW98], [Fei00]. Komponenten solcher Systeme sind Sensoren zur Erfassung des Fahrerwunsches, Informationskanäle zur Datenübertragung, Informationsverarbeitungseinheiten zur Berechnung von Stell- und Steuerkommandos und Aktoren, die diese Kommandos ausführen und damit die Fahrzeugdynamik beeinflussen. Für alle Komponenten gelten gleichermaßen die erhöhten Anforderungen an die Sicherheit.

Die vorliegende Arbeit konzentriert sich auf Aktoren, die insbesondere in Bezug auf Volumen, Gewicht und Kosten einen nennenswerten Teil des Gesamtsystems ausmachen. Am Beispiel eines Steer-by-Wire-Lenksystems wird ein Konzept für einen fehlertoleranten Aktor vorgestellt. Bei Steer-by-Wire besteht keine mechanische Verbindung in Form einer Lenksäule zwischen Lenkrad und

den gelenkten Rädern. Der Lenkwunsch des Fahrers wird an einen Steller übermittelt, der die Vorgabe an den Rädern einstellt – im Folgenden Radwinkelsteller genannt. Ein zweiter Aktor hat die Aufgabe, ein fahrzeugtypisches Lenkgefühl und die Rückstellkräfte am Lenkrad nachzubilden. Dieser Aktor ist Gegenstand der vorliegenden Arbeit und wird im Folgenden Handkraftaktor genannt.

Einen detaillierten Überblick über das Steer-by-Wire-Lenksystem gibt Kapitel 2. Dort werden Anforderungen an den Handkraftaktor spezifiziert und die in diesem Zusammenhang notwendigen sicherheitstechnischen Begriffe definiert.

Das folgende Kapitel 3 stellt mögliche Varianten für fehlertolerante elektrische Antriebe vor und erklärt, wie die Fehlertoleranz im Handkraftaktor mit einer Maschine mit elektrisch unabhängigen Motorsträngen dargestellt werden kann.

Kapitel 4 diskutiert mögliche Fehler im Antrieb. Es wird herausgearbeitet, welche Fehler für die Anwendung relevant sind, wie man sie erkennen und schließlich identifizieren kann.

Kapitel 5 befasst sich mit der Regelung des Handkraftaktors. Es wird auf die Besonderheiten bei der Stromregelung mit drei voneinander unabhängigen Motorsträngen eingegangen. Außerdem wird die Regelung bei Ausfall eines Motorstrangs betrachtet. Die Anforderung nach einem fahrzeugtypischen Lenkgefühl am Lenkrad erfordert zusätzlich die überlagerte Regelung des Drehmoments zur Kompensation von Fehlerzuständen im Antrieb.

Kapitel 6 stellt die Simulationsmodelle vor, die die Grundlage für die Entwicklung der beschriebenen Regelverfahren bilden. Sie erlauben weiterhin die Simulation von Fehlern in der Maschine.

In Kapitel 7 wird der experimentelle Aufbau beschrieben und die Mess- und Simulationsergebnisse werden dargestellt. Es wird gezeigt, dass das Konzept für den Handkraftaktor sowohl die Anforderung nach Fehlertoleranz als auch die hohen Anforderungen an das Lenkgefühl erfüllen kann.

2 Einordnung der Arbeit

Die Lenkung ist für die Steuerung eines Kraftfahrzeugs von zentraler Bedeutung. Ihr Ausfall bedeutet den Verlust der Kontrolle über das Fahrzeug – unabhängig von der Bauart der Lenkung. Konventionelle Lenkungen werden deshalb durch konstruktive Maßnahmen wie z. B. dauerfeste Dimensionierung so ausgelegt, dass die Wahrscheinlichkeit für den Ausfall einer Lenkung akzeptierbar niedrig ist. Diese Vorgehensweise lässt sich nur bedingt auf komplexe mechatronische Lenksysteme wie Steer-by-Wire übertragen. Die Elektronik hat im Gegensatz zur Mechanik ein zufälliges Ausfallverhalten, so dass ausreichende Dimensionierung zwar notwendig, aber nicht hinreichend ist. Hier müssen zusätzliche Maßnahmen getroffen werden, um die erforderliche Sicherheit zu gewährleisten.

In Kapitel 2.1 wird die Funktionsweise eines Steer-by-Wire-Lenksystems beschrieben und die Anforderungen an dessen Komponenten, insbesondere an den Handkraftaktor, werden spezifiziert. Daran schließt sich in Kapitel 2.2 die Definition der sicherheitstechnischen Begriffe an, die in dieser Arbeit verwendet werden.

2.1 Steer-by-Wire – eine sicherheitsrelevante Anwendung

Heutige Kraftfahrzeuge werden abhängig von den erforderlichen Lenkkräften mit hydraulischen, elektro-hydraulischen oder elektrischen Lenkhilfen ausgerüstet. Unabhängig von der Art der Lenkunterstützung besitzen diese Systeme über die Lenksäule eine mechanische Verbindung zwischen Lenkrad und gelenkten Rädern, so dass auch bei Ausfall der Servounterstützung der mechanische Durchgriff weiter besteht. Das Fahrzeug lässt sich dann mit einem erhöhten Kraftaufwand nach wie vor zuverlässig steuern [Kra00a].

Das in Bild 2-1 dargestellte elektrische Lenksystem arbeitet dagegen vergleichbar dem Steuerungssystem moderner Großraum-Flugzeuge, bei denen die Vorgaben des Piloten über Steuerleitungen als Stellbefehle an die entsprechenden Aktoren übertragen und dort in Bewegungen umgesetzt werden. An die Stelle der mechanischen Kopplung treten bei der hier beschriebenen Lenkung ein Aktor zur Positionierung der Räder – der Radwinkelsteller – sowie ein Motor zur Simulation der Rückstellkräfte am Lenkrad – der Handkraftaktor. Die Koordination zwischen Handkraftaktor und Radwinkelsteller übernimmt der über-

lagerte Lenkungsregler. Die Lenksäule wird durch Kommunikationsleitungen ersetzt, der Fahrer lenkt – analog zum Flugzeug – “by-Wire”.

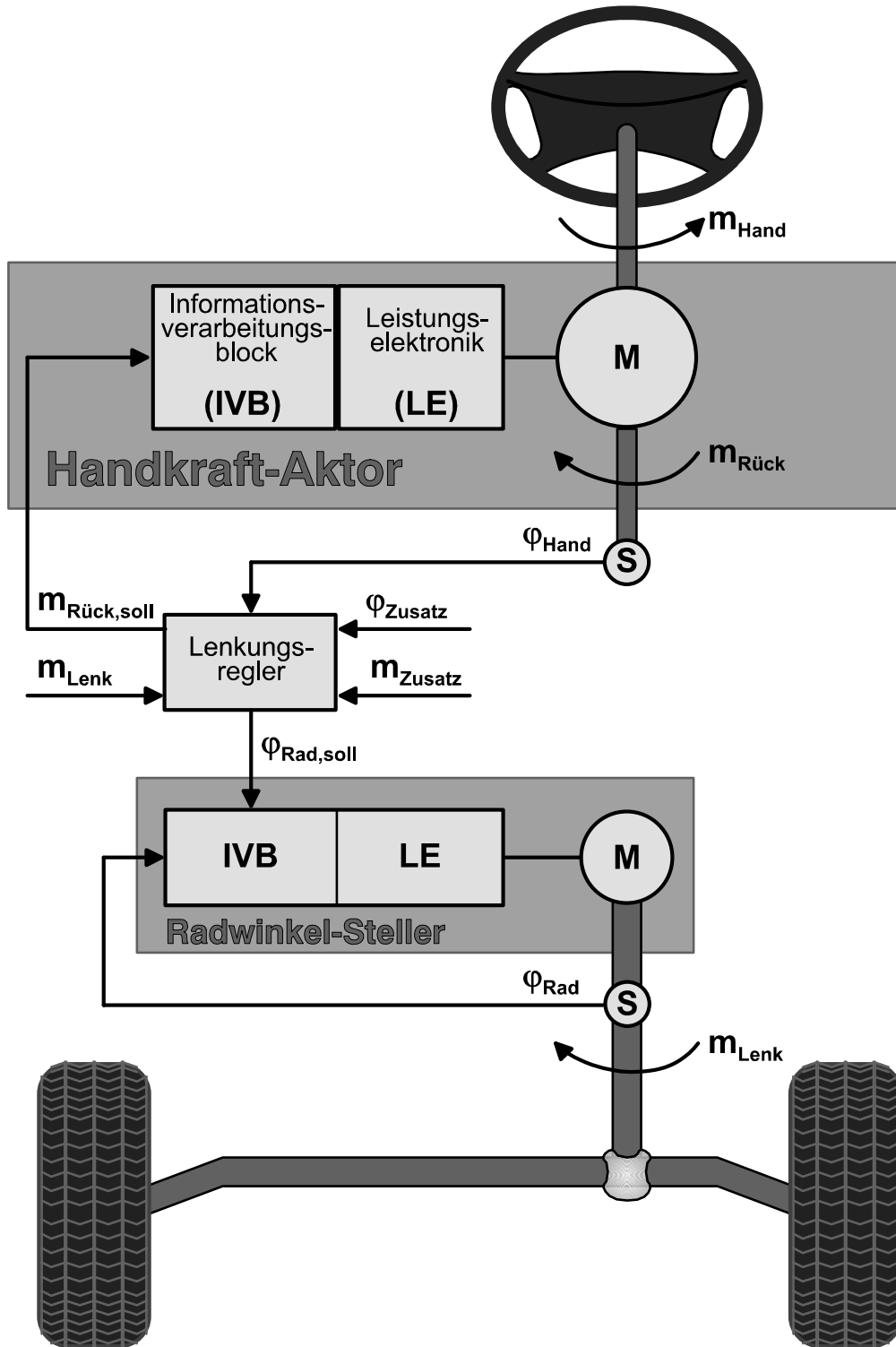


Bild 2-1. Steer-by-Wire-Lenkensystem

Der Fahrzeugführer leitet ein gewünschtes Lenkmanöver ein, indem er am Lenkrad dreht. Dabei bringt er ein Drehmoment m_{Hand} auf, dem das Rückstellmoment $m_{Rück}$ des Handkraftaktors entgegenwirkt. Der Lenkwunsch wird in Form des Lenkradwinkel φ_{Hand} von einem Sensor erfasst.

Der Lenkungsregler bestimmt aus dem Lenkradwinkel φ_{Hand} und einem Zusatzlenkwinkel φ_{Zusatz} den Sollwert für den Radwinkel-Steller $\varphi_{Rad,soll}$. Der Zusatzlenkwinkel φ_{Zusatz} kann für fahrdynamische Eingriffe oder Komfortfunktionen wie z. B. variable Lenkübersetzung überlagert werden. Der Radwinkelsteller lenkt dann die Räder nach der Sollwertvorgabe.

Die zweite Aufgabe des Lenkungsreglers ist die Bestimmung des Sollwerts für das Rückstellmoment am Handkraftaktor $m_{Rück,soll}$. Aus dem Moment m_{Lenk} , das der Radwinkel-Steller aufbringen muss, wird der Anteil, der am Lenkrad zu spüren sein soll, abgeleitet. Diesem kann ein zusätzliches Moment m_{Zusatz} überlagert sein, um Funktionen wie z. B. fahrzeuggeschwindigkeitsabhängige Lenkunterstützung oder Fahrerwarnung über das Lenkrad darstellen zu können. Das Soll-drehmoment wird durch den Handkraftaktor als Rückstellmoment $m_{Rück}$ am Lenkrad eingestellt.

Die Zusatzwerte φ_{Zusatz} und m_{Zusatz} beschreiben die Eingriffsmöglichkeiten für neue erweiterte Funktionalitäten des Lenksystems. Sie können Funktionen lenkungsinterner Größen wie Lenk- und Lenkradwinkel als auch externer Größen wie Fahrzeuggeschwindigkeit, Gierrate und Querbeschleunigung sein.

Durch den Verzicht auf die mechanische Rückfallebene gewinnt man eine Reihe von Vorteilen in Bezug auf:

Fahrzeugentwicklung

- Aufhebung konstruktiver Restriktionen im Bereich des Triebstranges,
- Vereinfachung der Konstruktion für Rechts-/Linkslenker-Ausstattung,
- Möglichkeit der modularen Bauweise (Cockpit, Radwinkelsteller, Steuergeräte),
- Anpassung der Lenkung an das Fahrzeug durch Variation von Softwareparametern,

aktive Sicherheit

- Einbeziehung der Lenkung in die Fahrdynamikregelung,
- Kompensation von unerwünschten Einflüssen (z. B. Seitenwind, Fahrbahnbeschaffenheit),

passive Sicherheit

- Verbesserung des Crash-Verhaltens durch Wegfall der Lenksäule,

Komfort

- Realisierung einer variablen Lenkunterstützung,
- Realisierung einer variablen Lenkübersetzung,
- Möglichkeit einer individuellen Einstellung der Lenkcharakteristik,
- Basis für zukünftige Bedienkonzepte (z. B. Side-Stick-Lenkung),

Umweltverträglichkeit

- Verringerung des Energieverbrauchs im Vergleich zur hydraulischen Servolenkung,
- Wegfall der Hydraulikflüssigkeit.

Diesen vielfältigen Möglichkeiten stand jedoch bislang die fehlende Zulassungsfähigkeit eines Steer-by-Wire Lenksystems im Wege. Maßgeblich sind der Paragraph § 38 StVZO (Straßenverkehrszulassungsordnung) und die EG-Richtlinie 70/311/EWG „...zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Lenkanlagen von Kraftfahrzeugen und Kraftfahrzeuganhängern“ [70/311/EWG] mit den zugehörigen Anpassungen. Dem entspricht die ECE Richtlinie R79 „Uniform Provisions concerning the Approval of Vehicles with regard to Steering Equipment“ [ECE-R79r1] mit deren Änderungen. Demnach sind „rein pneumatische, rein elektrische oder rein hydraulische Übertragungseinrichtungen ... so lange verboten, bis die Vorschriften dieser Richtlinie durch spezielle Vorschriften für diese Einrichtungen ergänzt wurden“. Weiterhin wurde verlangt, dass zwischen der Betätigungseinrichtung der Lenkanlage und den gelenkten Rädern Weg- und Zeitsynchronisation besteht, was die wesentlichen Vorteile von Steer-by-Wire aufhob.

Eine Neufassung der ECE-R79 wurde im April 2005 veröffentlicht [ECE-R79r2]. Diese Neufassung erlaubt eine Zulassung von Steer-by-Wire-Systemen unter gewissen Randbedingungen. Sie stellt aber auch spezielle Anforderungen an die Sicherheitsaspekte von komplexen elektronischen Fahrzeugregelsystemen. Ein erfolgreicher Sicherheitsnachweis wird also letztlich entscheiden, ob Steer-by-Wire-Lenksysteme zulassungsfähig sind, und ist damit Voraussetzung für deren Einführung.

2.1.1 Handkraftfaktor

Die Aufgabe des Handkraftfaktors besteht darin, dem Fahrzeugführer das gleiche Fahr- bzw. Lenkgefühl zu vermitteln, wie er es beim Steuern eines Fahrzeugs mit herkömmlicher Lenkung und Servounterstützung gewohnt ist. Die Rückstellkraft vermittelt dem Fahrer ein Gefühl für den Fahrzustand seines Fahrzeugs bzgl. Geschwindigkeit, Ansprechen der Lenkung sowie Straßenzustand bzw. Griffigkeit der Fahrbahn. Bedingt durch die Achsgeometrie erzeugen die Räder beispielsweise bei Geradeausfahrt Rückstellkräfte, die als Zentriermoment am Lenkrad spürbar sein müssen. Ebenso muss die Reaktionskraft, die bei einer Kurvenfahrt an den Rädern wirkt, am Lenkrad modelliert werden. Der heutige Fahrer ist diese Rückmeldungen gewohnt und kann nicht ohne weiteres auf sie verzichten. Es besteht jetzt aber die Möglichkeit, unerwünschte Kräfte, die z. B. beim Überfahren von Schlaglöchern und Rillen in der Fahrbahn oder durch Unwucht der Räder an der Lenkung angreifen, vom Lenkrad fernzuhalten, um damit den Fahrer zu entlasten und den Lenkkomfort zu erhöhen.

Aus dem Wunsch heraus, das gleiche Lenkgefühl wie bei der heutigen Servolenkung nachbilden zu können, ergeben sich die Anforderungen und Randbedingungen für den Handkraftfaktor nach Tabelle 2-1.

Tabelle 2-1. Anforderungen an den Handkraftfaktor

maximales Handmoment	5 Nm
max. Lenkgeschwindigkeit	1000°/s
Lenkwinkelbereich	3 Umdrehungen von Anschlag zu Anschlag

Diese Anforderungen stellen typische Werte dar, die je nach Fahrzeughersteller und Fahrzeugmodell abweichen können.

Aufgrund von Risikoanalysen lassen sich für den Handkraftfaktor folgende Sicherheitsanforderungen ableiten:

Bei Auftreten eines Einzelfehlers darf

- **das Lenkrad nicht blockieren,**
- **das Lenkrad sich nicht selbständig bewegen,**
- **die Kraftrückmeldung nicht ausfallen.**

Diese drei Punkte sollen sicherstellen, dass der Fahrer zu jeder Zeit in der Lage ist, sein Fahrzeug sicher zu beherrschen, und dass ihm stets das gleiche Lenkgefühl vermittelt wird, das er von der mechanischen Lenkung her kennt.

Die erste Forderung bedeutet, dass der Fahrer immer in der Lage sein muss, eine Lenkbewegung auszuführen.

Die zweite Forderung soll ausschließen, dass unbeabsichtigte Lenkbewegungen ausgeführt werden. Der Lenkwinkelsensor kann nur Winkeländerungen am Lenkrad erfassen. Er kann dabei nicht zwischen einer aktiven Lenkbewegung des Fahrers und einer unbeabsichtigten Drehbewegung unterscheiden, die ein fehlerhafter Aktor durch Aufprägen eines falschen Rückstellmoments verursachen könnte.

Drittens: Der Ausfall des Rückstellmoments kann zur Unbeherrschbarkeit des Fahrzeugs führen. Als Beispiel stelle man sich eine schnelle Kurvenfahrt vor, die am Lenkrad relativ hohe Rückstellmomente hervorruft. Der Fahrer hält mit entsprechender Kraft das Lenkrad in einer bestimmten Position, um das Fahrzeug durch die Kurve zu lenken. Fällt das Rückstellmoment aus, wird plötzlich das Momentengleichgewicht am Lenkrad gestört und der Fahrer „verreißt“ das Fahrzeug, weil er nicht schnell genug reagieren kann. Obwohl es prinzipiell möglich ist, das Fahrzeug ohne Rückstellmoment zu steuern, ist der plötzliche Ausfall des Moments während des normalen Betriebs wegen der möglichen Unfallgefahr nicht zu tolerieren.

2.1.2 Radwinkelsteller

Der Radwinkelsteller muss die Vorderräder nach der Sollvorgabe aus dem Lenkungsregler auslenken. Anders als beim Handkraftaktor sind die mechanischen Anforderungen, insbesondere an die erforderliche Lenkleistung, je nach Fahrzeugklasse sehr unterschiedlich (Tabelle 2-2). Die Spurstangenkräfte steigen mit Größe und Gewicht des Fahrzeugs und sind zusätzlich stark von der Achsgeometrie abhängig. Die größten Kräfte treten bei Stillstand des Fahrzeugs und speziell bei großen Lenkeinschlägen auf. Dann ist die Lenkgeschwindigkeit aber vergleichsweise gering. Die größten Lenkgeschwindigkeiten werden der Lenkung bei hochdynamischen Lenkmanövern abverlangt. Dabei ist die Lenkbewegung aber typischerweise auf ca. 90° Lenkradeinschlag beschränkt, bevor die Fahrzeugbewegung instabil wird.

Um sich den Leistungsbedarf des Radwinkelstellers zu veranschaulichen, können heute in Serie befindliche Lenksysteme zum Vergleich herangezogen wer-

den. Konventionelle hydraulische Servolenkungen decken den gesamten Leistungsbereich ab. Elektrische Servolenkungen werden zurzeit bei einem 12 V-Bordnetz für Fahrzeuge bis zur unteren Mittelklasse angeboten. Die Einführung des 42 V-Bordnetzes würde den Einsatz auch in größeren Fahrzeugklassen ermöglichen. Es bleibt aber fraglich, ob ein elektrischer Radwinkelsteller in der Oberklasse bei sehr großen Zahnstangenkräften realisierbar ist.

Für den mechanischen Aufbau kann man sich vorstellen, die beiden Räder mit je einem eigenen Aktor zu lenken. Auf der anderen Seite besteht natürlich die Möglichkeit, den Radwinkelsteller aus einer heute üblichen Servolenkung, z. B. einer Zahnstangenlenkung, abzuleiten, bei der beide Vorderräder mechanisch gekoppelt sind.

Tabelle 2-2. Mechanische Anforderungen an den Radwinkelsteller

max. Spurstangenkräfte	< 8 kN (Kleinwagen) ca. 12 kN (Mittelklasse) > 15 kN (Oberklasse)
max. Lenkgeschwindigkeit	160 mm/s @ 50% Zahnstangenkraft, über 90° Lenkradwinkel 50...80 mm/s @ 100% Zahnstangenkraft, über Lenkhub
Lenkhub	ca. 160 mm

Die Sicherheitsanforderungen für den Radwinkelsteller sind denen des Handkraftaktors ähnlich: Bei Auftreten eines Einzelfehlers darf

- **der Radwinkelsteller nicht selbständig ohne Anforderung lenken,**
- **die Lenkfunktion nicht ausfallen.**

Die Nichteinhaltung jeder der beiden Anforderungen könnte dazu führen, dass das Fahrzeug den vorgesehenen Kurs verlässt und von der Straße abkommt oder mit einem Hindernis kollidiert. Die Sicherheitsanforderungen könnten auch folgendermaßen zusammengefasst werden: Der Radwinkelsteller muss die Räder immer bedarfsgerecht lenken.

2.2 Sicherheitstechnische Begriffe

Es gibt grundsätzlich zwei Ansätze, die Zuverlässigkeit und Sicherheit eines Systems zu verbessern: Fehlervermeidung und Fehlertoleranz.

Die Fehlervermeidung dient zur Verbesserung der Zuverlässigkeit durch Perfektionieren der konstruktiven Maßnahmen, um das Auftreten von Fehlern von vornherein zu vermeiden. Dies kann aber nur bis zu einem gewissen Grad gelingen, da ihre Anwendung durch physikalische, zeitliche und wirtschaftliche Randbedingungen begrenzt ist.

Die Fehlertoleranz dagegen bezeichnet die Fähigkeit eines Systems, nach Auftreten einer begrenzten Anzahl von Fehlern die spezifizierte Funktion des Gesamtsystems aufrechtzuerhalten. Sinnvoll scheint eine Kombination aus beiden Ansätzen. Zunächst wird versucht, durch Perfektionieren die geforderte Zuverlässigkeitsanforderung zu erreichen. Ist dies nicht ausreichend, wird zusätzlich die Fehlertoleranz genutzt.

Der erforderliche Aufwand an Fehlertoleranz wird durch die Anforderungen an die Zuverlässigkeit und die Sicherheit des Systems bestimmt. Dabei ist jedoch anzumerken, dass Fehlertoleranz die Zuverlässigkeit bzw. die Sicherheit nur verbessern, aber nie absolut sicherstellen kann, d. h. eine Fehler- und Schadensfreiheit kann nicht garantiert werden.

In diesem Kapitel werden zunächst die Grundbegriffe der Sicherheitstechnik erläutert. Anschließend wird der Begriff Fehlertoleranz diskutiert. Die Terminologie orientiert sich an der Darstellung in den einschlägigen Normen und in [Ech90], [Coz90], [Sch95a], [Lit98].

2.2.1 Grundbegriffe

Der zentrale Begriff der Sicherheitstechnik ist der der Sicherheit. Dem gegenüber steht komplementär der Begriff der Gefahr. Sicherheit und Gefahr lassen sich über das Risiko beschreiben und über das Grenzkrisiko gegeneinander abgrenzen. Weitere wichtige Begriffe sind Schaden und Schutz. Die Begriffe bauen aufeinander auf und sind in [VDE 31000 T2] aufgeführt:

Schaden

Schaden ist der Nachteil durch Verletzung von Rechtsgütern auf Grund eines bestimmten technischen Vorgangs oder Zustands.

Risiko

Das Risiko, das mit einem bestimmten technischen Vorgang oder Zustand verbunden ist, wird zusammenfassend durch eine Wahrscheinlichkeitsaussage beschrieben, die die zu erwartende Häufigkeit des Eintritts eines zum Schaden führenden Ereignisses und das beim Ereigniseintritt zu erwartende Schadensausmaß berücksichtigt.

Grenzzisiko

Grenzzisiko ist das größte noch vertretbare Risiko eines bestimmten technischen Vorganges oder Zustandes. Im Allgemeinen lässt sich das Grenzzisiko nicht quantitativ erfassen. Es wird in der Regel indirekt durch sicherheitstechnische Festlegungen beschrieben.

Gefahr

Gefahr ist eine Sachlage, bei der das Risiko größer als das Grenzzisiko ist.

Sicherheit

Sicherheit ist eine Sachlage, bei der das Risiko nicht größer als das Grenzzisiko ist.

Schutz

Schutz ist die Verringerung des Risikos durch Maßnahmen, die entweder die Eintrittshäufigkeit oder das Ausmaß des Schadens oder beide einschränken.

Anmerkungen:

- Bei Schaden ist im Rahmen der Sicherheitstechnik in erster Linie an die Gesundheit und das Leben von Menschen gedacht, wirtschaftliche Schäden treten in diesem Zusammenhang in den Hintergrund.
- Neben den sicherheitstechnischen Festlegungen wird das Grenzzisiko auch durch subjektive Einflüsse wie persönliche Gefahrenempfindung, gesellschaftliche Akzeptanz oder besondere Schutzbedürftigkeit des betroffenen Personenkreises bestimmt. Bei der hier betrachteten Anwendung „Steer-by-Wire“ lässt gerade der Verzicht auf die mechanische Rückfallebene das Grenzzisiko subjektiv höher erscheinen.
- Der Zusammenhang von Sicherheit, Gefahr und Schaden wird in Bild 2-2 verdeutlicht. Danach lassen sich bei einem System bezüglich der Sicherheit folgende Zustände unterscheiden:

1. **Fehlerfrei und sicher**

Dieser Zustand ist der gewünschte Betriebszustand des Systems.

2. **Fehlerhaft und sicher**

Dieser Zustand kann eingenommen werden, wenn Fehlertoleranz vorhanden ist.

3. **Fehlerhaft und in Gefahr**

Ein System ist in Gefahr, wenn es auch unter zulässigen Betriebsbedingungen zum Schaden kommen kann. Es führt jedoch nicht jeder gefährliche Zustand zu einem Schaden. Auf der anderen Seite geht jedoch jedem Schaden ein gefährlicher Zustand voraus.

4. **Schaden eingetreten**

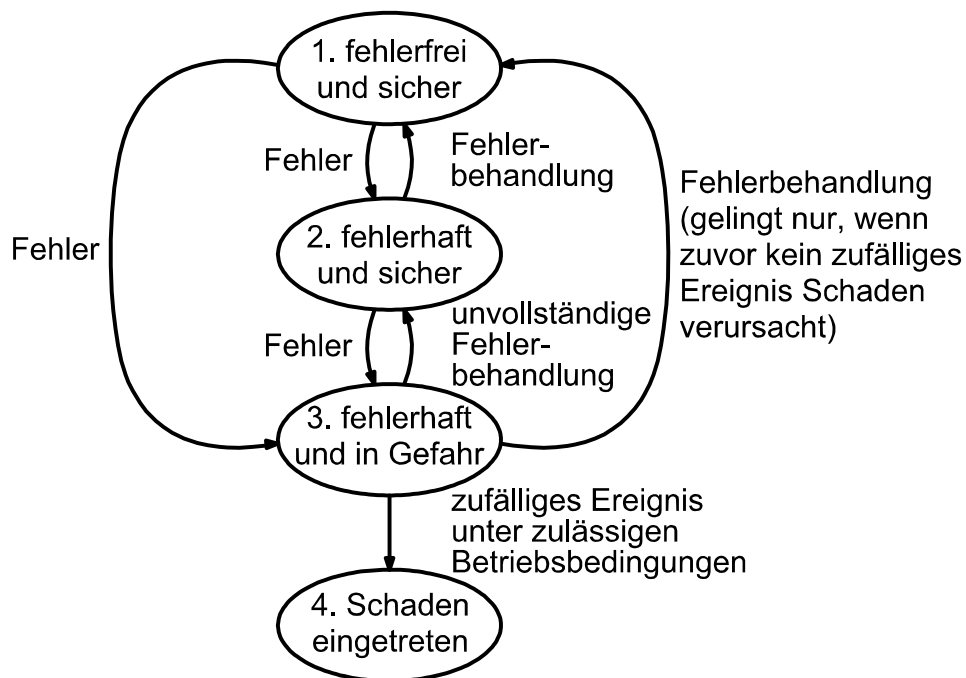


Bild 2-2. Systemzustände bezüglich Zuverlässigkeit und Sicherheit (Quelle: [Ech90])

Nach der Klassifizierung in Bild 2-2 darf das Steer-by-Wire-Lenksystem demnach höchstens in den nicht sicherheitskritischen Zustand 2 – fehlerhaft und sicher – gelangen. Diese Forderung lässt sich für das Gesamtsystem nur erfüllen, wenn gewährleistet ist, dass Fehler in Teilsystemen – insbesondere im Handkraftaktor und im Radwinkelsteller – niemals zu einem sicherheitskritischen Zustand führen.

Zuverlässigkeit

Die Zuverlässigkeit bezeichnet die Fähigkeit eines Systems, ihre spezifizierte Anforderungsfunktion während einer vorgegebenen Zeitdauer bei zulässigen Betriebsbedingungen zu erfüllen. Der Unterschied zwischen Zuverlässigkeit und Sicherheit besteht darin, dass sich die Zuverlässigkeit allein auf das betrachtete System bezieht, die Sicherheit aber die Art der Anwendung mit einbezieht.

2.2.2 Fehlertoleranz

Ziel der Fehlertoleranz ist es, durch die Verminderung der Eintrittshäufigkeit eines Schadens das Risiko soweit zu verringern, dass Sicherheit herrscht. Fehlertoleranz liegt vor, wenn die durch die Systemspezifikation festgelegten Anwendungsfunktionen ausfallfrei bleiben, auch wenn in einzelnen Komponenten Fehler im Rahmen der Fehlervorgabe auftreten (s. Bild 2-3).

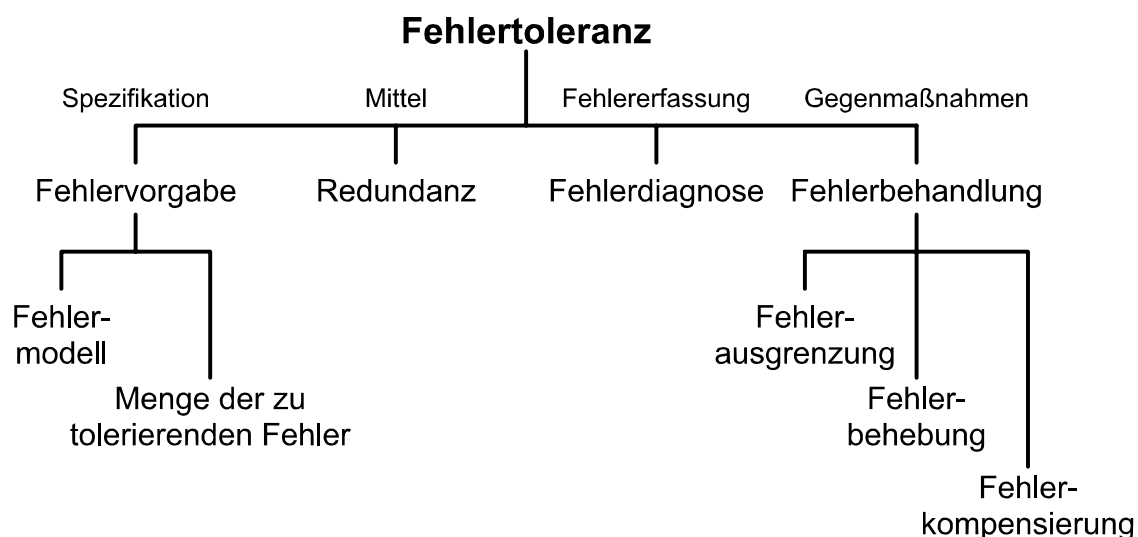


Bild 2-3. Fehlertoleranz (Quelle: [Ech90])

Die Fehlervorgabe gibt für ein System anhand eines Fehlermodells die Menge der zu tolerierenden Fehler an. Das Fehlermodell beschreibt die Struktur des Systems und die Fehlermöglichkeiten der einzelnen Komponenten. Die Menge der zu tolerierenden Fehler legt fest, welche und wie viele gleichzeitig aufgetretenen Fehler unter bestimmten Bedingungen zu tolerieren sind.

Redundanz stellt die für die Fehlertoleranz erforderlichen zusätzlichen Mittel zur Verfügung. Diese Mittel dienen nicht der eigentlichen Anwendungsfunktion des Systems und sind daher für den Normalbetrieb nicht notwendig. Sie schaffen vielmehr durch zusätzliche Komponenten und Funktionen die Voraussetzung zur Fehlerdiagnose und zur Fehlerbehandlung.

Die Fehlerdiagnose erfasst die in dem System aufgetretenen Fehler und bildet die Grundlage für die nachfolgende Fehlerbehandlung.

Die Fehlerbehandlung umfasst Maßnahmen zur Fehlerausgrenzung, -behebung und -kompensierung. Die Fehlerausgrenzung entfernt fehlerhafte Komponenten aus dem System. Die Funktion der fehlerhaften Komponente wird durch Rekonfigurierung auf andere Komponenten verlagert, ggf. werden dazu weitere (redundante) Komponenten in das System eingegliedert. Bei der Fehlerbehebung bleibt die fehlerhafte Komponente im System, wird aber wieder in einen fehlerfreien Zustand versetzt. Die Fehlerkompensierung belässt die fehlerhafte Komponente und den Fehlzustand im System, kompensiert jedoch deren Einfluss.

Redundanz

Redundanz bezeichnet das funktionsbereite Vorhandensein von mehr als für die spezifizierten Anwendungsfunktionen notwendigen technischen Mitteln. Bild 2-4 unterteilt den Redundanzbegriff nach Merkmalen und Art der Aktivierung.

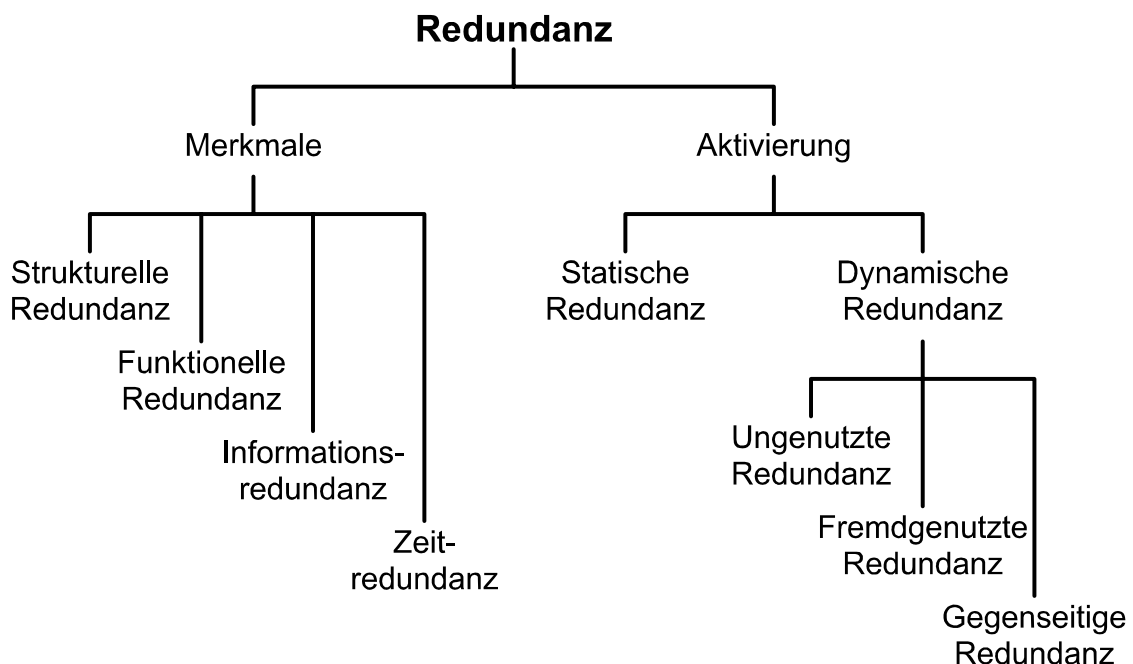


Bild 2-4. Redundanz (Quelle: [Ech90])

Systeme mit struktureller Redundanz werden um zusätzliche, für den Nutzbetrieb nicht notwendige Komponenten erweitert. Funktionelle Redundanz eines Systems ist die Erweiterung um zusätzliche, für den Nutzbetrieb nicht notwendige Funktionen. Ein Beispiel dafür ist die Funktion zur Rekonfigurierung. Informationsredundanz entsteht durch die Ergänzung der Nutzinformation durch

zusätzliche Information z. B. zur Fehlererkennung und Fehlerkorrektur. Diese Verfahren finden besonders bei der Datenübertragung und -speicherung Anwendung. Die Zeitredundanz bezeichnet die zusätzliche Zeit, die benötigt wird, um die Zusatzfunktionen der funktionellen Redundanz auszuführen.

Bei der Art der Aktivierung von Redundanz unterscheidet man grundsätzlich zwischen der statischen Redundanz, die ständig aktiv ist, und der dynamischen Redundanz, die erst fehlerbedingt aktiviert wird. Statische Redundanz bezeichnet redundante Mittel, die während des gesamten Einsatzzeitraums aktiv an der Erbringung der Anwendungsfunktion beteiligt sind. Dynamische Redundanz liegt vor, wenn die redundanten Mittel erst bei Auftreten von Fehlern zur Erfüllung der Anwendungsfunktion aktiviert werden. Die Mittel können allerdings bereits vorher eine Aufgabe erfüllen.

Die Art, wie die redundanten Mittel bis zum Fehlereintritt genutzt werden, führt zu einer weiteren Unterscheidung. Von ungenutzter Redundanz wird gesprochen, wenn die Mittel bis zur Aktivierung passiv bleiben. Bei fremdgenutzter Redundanz führen die redundanten Mittel zunächst Funktionen aus, die nicht der eigentlichen Anwendung entsprechen (z. B. nicht sicherheitsrelevante Hintergrundprozesse). Im Fehlerfall werden diese Funktionen ggf. abgebrochen, und das redundante Mittel wird als Ersatz für das ausgefallene Mittel genutzt. Bei gegenseitiger Redundanz stehen sich die Komponenten gegenseitig als Reserve zur Verfügung. Im Fehlerfall übernehmen die intakten Komponenten die Funktion der fehlerhaften Komponente zusätzlich zu ihrer eigenen Funktion. Durch die Mehrbelastung können die verbleibenden einzelnen Komponenten an die Grenzen ihrer Leistungsfähigkeit stoßen. In diesem Fall ist die Leistungsfähigkeit des Gesamtsystems vermindert, es tritt jedoch kein abrupter Leistungsabfall auf, sondern ein „sanfter“ (graceful degradation).

Fehlerdiagnose

Die Aufgabe der Fehlerdiagnose besteht darin, die im System aufgetretenen Fehler zu erfassen. Sie gliedert sich in die Fehlererkennung und in die Fehlerlokalisierung. Häufig sind die Verfahren zur Fehlerdiagnose von den Besonderheiten der speziellen Anwendung abhängig.

Rekonfigurierung

Die Rekonfigurierung dient zur Ausgrenzung von Fehlern, nicht aber zu deren Behebung. Durch die Neuordnung von Funktionen auf die noch vorhandenen intakten Komponenten kann die fehlerhafte Komponente aus dem System aus-

gegliedert und deren Funktion auf einzugliedernde Ersatzkomponenten oder auf bereits im Betrieb befindliche Komponenten verlagert werden. Die Neuordnung muss derart geschehen, dass die Funktion der ausgefallenen Komponente unbenutzt bleibt. Durch dieses Vorgehen erreicht die Rekonfigurierung, dass permanente Komponentenfehler nach außen hin nur wie intermittierende Fehler erscheinen.

Fehlerkompensierung

Verfahren zur Fehlerkompensierung sind die Fehlermaskierung und die Fehlerkorrektur. Durch die Kompensierung wird weder der Fehlzustand der ausgefallenen Komponente beseitigt noch ausgegliedert, sondern der durch den Fehler bedingte Funktionsausfall verschwindet. Bei der Fehlermaskierung werden Ergebnisse von mehreren Komponenten unabhängig voneinander errechnet. Unter der Voraussetzung, dass die Mehrheit der Ergebnisse richtig berechnet ist, wird durch Mehrheitsentscheidung das richtige Ergebnis ausgewählt (n-von-m-Systeme). Die Fehlerkorrektur benutzt dagegen nur das Ergebnis eines Teilsystems. Ist das Ergebnis fehlerhaft, bildet sie es auf ein fehlerfreies ab. Voraussetzung dafür ist jedoch ausreichende Informationsredundanz. Diese Einschränkung zeigt bereits, dass auf diese Weise nicht jedes fehlerhafte Ergebnis korrigiert werden kann.

Fail-Silent-Prinzip

Das Fail-Silent-Prinzip wird in [Dil97] beschrieben: Alle Komponenten und Teilsysteme überprüfen kontinuierlich ihren Zeit- und Wertebereich selbst. Treten Abweichungen von dem zuvor spezifizierten Verhalten auf, muss sich die Komponente oder das Teilsystem sofort in einen nach außen hin unkritischen Zustand versetzen, d. h. sich still verhalten. Das kann zum Beispiel durch Selbstabschaltung geschehen. Wichtig dafür ist, dass die angeschlossene Peripherie zuvor in einen sicherheitsunkritischen Zustand versetzt wurde.

Der Vorteil dieses Prinzips ist, dass beliebige Fehler innerhalb der Komponente oder des Teilsystems bereits am Entstehungsort erfasst, eingegrenzt und nach außen auf einen einzigen Fehler, den Ausfall, abgebildet werden. Dadurch wird das Fehlermodell des Gesamtsystems erheblich vereinfacht. Durch die Bereitstellung mehrerer gleichartiger Exemplare der Komponente kann dieser Fehler durch Rekonfigurierung abgefangen werden.

3 Fehlertolerante Aktorkonzepte

Stand der Technik für sicherheitsrelevante Systeme im Automobilbereich wie ABS (Anti-Blockier-System), ASR (Antriebsschlupfregelung) oder ESP (Elektronisches Stabilitätsprogramm) ist eine Systemauslegung nach dem Fail-Silent-Prinzip. Wollte man dieses Prinzip auf ein Steer-by-Wire-Lenksystem übertragen, wäre eine – beispielsweise mechanische – Rückfallebene zwingend erforderlich, damit der Fahrer sein Fahrzeug nach Ausfall des Steer-by-Wire-Systems weiter lenken kann. [Fre01] zeigt aber, dass der Übergang in eine solche Rückfallebene von dem Fahrer nicht in allen Fällen beherrscht wird und schließt daraus, dass ein Steer-by-Wire-System schon deshalb in seinen Eigenschaften fehlertolerant ausgelegt sein muss. Existiert wie in dem hier vorgestellten System keine Rückfallebene, ist ein fehlertolerantes Konzept für den Handkraftaktor unumgänglich.

Für fehlertolerante Antriebe gibt es in der Literatur einige Beispiele. Im ersten Teil des Kapitels wird der Stand der Technik umrissen. Anschließend wird in Unterkapitel 3.2 gezeigt, auf welche Weise die Fehlertoleranz bei dem Handkraftaktor erreicht wird.

3.1 Fehlertolerante elektrische Antriebe – Stand der Technik

Beispiele für fehlertolerante elektrische Antriebe finden sich in der Literatur für alle wichtigen Maschinenarten: Asynchronmaschinen (ASM), bürstenlose Gleichstrommaschinen (BLDC), permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) und geschaltete Reluktanzmotoren (SRM). Oftmals sind die beschriebenen Verfahren auf mehrere Maschinentypen anwendbar, insbesondere wenn Teile der Maschine wie z. B. die Ständerwicklung ähnlich aufgebaut sind [Elc94].

Die hier beschriebenen fehlertoleranten Antriebe unterscheiden sich jedoch sowohl in ihren Redundanzeigenschaften als auch in der vorgeschlagenen Fehlerbehandlung. Eine Einteilung nach Merkmalen der Redundanz führt zu drei Gruppen:

- Strukturelle Redundanz kann in einem Antrieb durch Duplizierung der Antriebsmaschinen erreicht werden [Fet93], [Hom98a], [Hom98b]. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Maschine derart überzudimensionieren, dass auch bei Ausfall eines Stranges die spezifizierte Leistung abgegeben

werden kann [Jah80], [Jac94], [Jac96], [Mec96], [Hay98], [Ric90], [Ric94], [Fer95], [Mil93], [Mil95].

- Die Beispiele für funktionelle Redundanz basieren darauf, dass auf Fehler im Antrieb mit veränderter Motoransteuerung reagiert wird [Spe90], [Elc93].
- Die dritte Gruppe kombiniert strukturelle und funktionelle Redundanz, indem der Sternpunkt der Drehfeldmaschine herausgeführt und geeignet an den Wechselrichter angeschlossen wird, um weitere Freiheitsgrade bei der Motoransteuerung zu gewinnen [Spe90], [Liu93], [Elc93], [Elc94], [Cor00].

Strukturelle Redundanz – Duplizierung der Maschinen

Zwei voneinander unabhängige Maschinen können auf verschiedene Weise miteinander gekoppelt werden, um gemeinsam die Antriebsaufgabe auszuführen. Die Maschinen können auf einer gemeinsamen Welle montiert sein [Hom98a], gemeinsam auf ein Getriebe wirken [Hom98b] oder wie im Beispiel eines Asynchron-Doppelantriebs für einen Citybus ihr Moment getrennt auf die Straße bringen: Zwei Asynchronmaschinen treiben über je ein Planeten- und ein Stirnradgetriebe die Hinterräder des Busses einzeln an [Fet93]. Bei dieser Anwendung wird jeder Motor aus einem eigenen Pulswechselrichter gespeist, der jeweils mit Hilfe je eines Microcontrollers feldorientiert geregelt wird. Je nach Art der Fehler wird der Antrieb entweder ganz abgeschaltet (Ausfall des Bordnetzes, Not-Aus, Ausfall beider Rechner) oder mit verminderter Funktion weiterbetrieben. Bei Fehlern in einer Antriebsseite wird der entsprechende Wechselrichter abgeschaltet, bei Ausfall eines Rechners kann der verbleibende Rechner den Betrieb beider Motoren wegen Mangel an Rechenzeit nur gesteuert aufrechterhalten. Damit sind hochdynamische Eingriffe wie z. B. Antriebsschlupfregelung (ASR) zwar nicht mehr möglich, wohl aber der normale Fahrbetrieb.

Die beiden Offenlegungsschriften [Hom98a] und [Hom98b] beschreiben fehlertolerante Anordnungen von Stellern für Steer-by-Wire-Anwendungen. Bei dem Lenkradsteller sind zwei Motoren auf der gemeinsamen Lenkradwelle angeordnet. Bei dem Lenksteller sind zwei Motoren über ein gemeinsames Getriebe miteinander gekoppelt. Die Motoren werden über getrennte Steuer- und Regeleinheiten angesteuert. Im Normalbetrieb arbeitet immer nur einer der beiden Motoren, wobei der aktive Zustand entweder periodisch oder in Abhängig-

keit von Fahrzuständen des Fahrzeugs abgewechselt werden kann. Der zweite Motor wird passiv mitgedreht und verhält sich daher bei geeignetem Funktionsprinzip wie ein Generator. Aus den Klemmengrößen dieser Maschine kann ein zweiter redundanter Winkel- bzw. Positionswert ermittelt werden. Tritt ein Fehler in einer der Antriebseinheiten auf, wird das Moment bzw. die Leistung von dem anderen Motor aufgebracht.

Alternativ dazu könnten auch beide Antriebseinheiten parallel in Betrieb sein, um sowohl gleichgerichtete als auch entgegengesetzt gerichtete Antriebskräfte zu erzeugen [Hac97]. Mit gleichgerichteten Antriebskräften können bei extremen Situationen hohe Lenkkräfte trotz kleinerer Dimensionierung der einzelnen Antriebe realisiert werden, mit entgegengesetzten Kräften lässt sich wirkungsvoll Getriebeispiel durch Verspannung der Antriebseinheiten vermeiden.

[Hom98b] schlägt vor, alle redundanten Komponenten (Spannungsversorgung, Prozessrechner, Ansteuereinheit und Stellmotor) diversitär und möglichst nach unterschiedlichen physikalischen Prinzipien auszugestalten. Der Vorteil liegt in der Vermeidung von Fehlern gemeinsamen Ursprungs (common mode failures) bereits im Entwicklungsstadium und im Betrieb. Bei der Ermittlung des redundanten Winkel- bzw. Positionswerts aus den Klemmengrößen der zweiten passiv mitdrehenden Maschine neben der Erfassung durch einen Winkel- bzw. Positionssensors ist dieses Prinzip bereits verwirklicht.

Strukturelle Redundanz – Phasenredundanz

In [Jah80] wird ein Konzept mit gegenseitiger Redundanz für elektrische Maschinen vorgestellt. Das Verfahren nennt der Autor Phasenredundanz. Jeder Strang der Maschine wird von einem eigenen Teilwechselrichter (einphasige Vollbrücke) gespeist. Fällt ein Strang oder Teilwechselrichter aus, wird der Motor mit $(n - 1)$ Strängen bei verminderter Leistung bzw. Drehmoment weiterbetrieben. Das Ansteuerungsverfahren der Maschine wird hier dem veränderten Betriebsfall nicht angepasst. Die Anzahl der Stränge n ist ein Kompromiss zwischen hoher Komplexität und damit verbundener geringerer Zuverlässigkeit und dem Maß an Überdimensionierung, die erforderlich ist, um Fehlertoleranz zu erreichen. Soll die Maschine auch mit $(n - 1)$ Strängen die volle Antriebsleistung erreichen, muss sie im Verhältnis $F = n/(n - 1)$ überdimensioniert sein. Bei der dreisträngigen Maschine sind das demnach 50%, bei der sechssträngigen dagegen nur noch 20%. Je größer die Zahl der Stränge ist, desto geringer sind

der Rückgang an Leistung und der Anteil an Pulsationsmomenten. Die Untersuchungen wurden mit einer 6-strängigen Asynchronmaschine durchgeführt. Die Anzahl der Stränge lässt sich nahezu kostenneutral dadurch erhöhen, dass einzelne Polpaare der Maschine als eigenständige Stränge ausgebildet werden. Der Aufwand auf der Wechselrichterseite steigt mit der Anzahl der Stränge, jedoch nicht linear, weil die Halbleiter in den Teilwechselrichter nur für den entsprechend kleineren Strom ausgelegt sein müssen.

Bei dem Übergang von dem n -strängigen auf den $(n-1)$ -strängigen Zustand treten besonders im Kurzschlussfall Ausgleichsvorgänge mit sehr hohen Spitzenströmen auf. [Jah80] weist darauf hin, dass diese Vorgänge im Design der Maschine zu berücksichtigen sind, um die Ausbreitung des Fehlers zu vermeiden.

In [Jac94], [Jac96], [Mec96], [Hay98] wird ein fehlertoleranter, schnelldrehender, drehzahlvariabler Antrieb für eine Kraftstoffpumpe für Flugzeuge vorgestellt. Die Leistung des Pumpenantriebs liegt zwischen 10 kW bei 30.000 min^{-1} und 16 kW bei 13.000 min^{-1} .

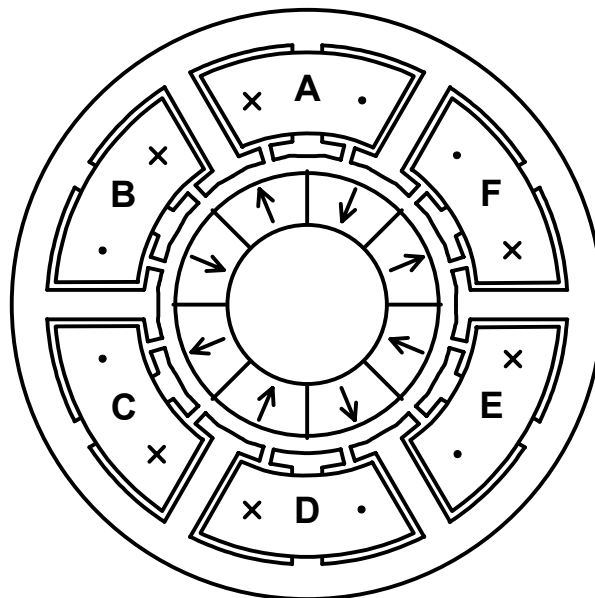


Bild 3-1. Fehlertolerante Wicklungsanordnung einer sechssträngigen, achtpoligen Maschine

Für den Pumpenantrieb wird eine permanentmagneterregte Synchronmaschine mit einem speziellen Motordesign zur Erzielung der Fehlertoleranz vorgeschlagen (Bild 3-1). Die vorgestellten Prototypen sind wie bei [Jah80] sechssträngig.

Die Stränge werden jedoch elektrisch, magnetisch, thermisch und räumlich voneinander entkoppelt. Dazu trägt nur jeder zweite Zahn des Stators eine Strangwicklung. Trotzdem wird der Wickelraum vollständig ausgenutzt und die ungewickelten Zähne dienen als Flusspfade.

Die elektrische Entkopplung wird durch die Speisung der einzelnen Stränge mit einphasigen Brücken erreicht. Dadurch verdoppelt sich die Anzahl der Leistungshalbleiter, die aber nur für die Strangspannung und nicht für die verkettete Spannung ausgelegt sein müssen.

Die magnetische Entkopplung ist zum einen dadurch gegeben, dass jeder Zahn nur eine Wicklung trägt. Weiterhin ist die Magnetdicke groß gewählt und der Rotor ist mit einer nichtmagnetischen Hülse versehen, so dass die Luftspaltkomponente des Ankerrückwirkungsfelds klein ist.

Der Kurzschlussstrom wird durch eine große Streuinduktivität begrenzt. Sie wird zu 1 p. u. gewählt. Damit fließt auch im Kurzschlussfall in dem betroffenen Strang höchstens Bemessungsstrom und die Maschine kann weiter betrieben werden. Die Streuinduktivität kann durch die Weite und Tiefe der Nutöffnung eingestellt werden.

Durch eine ausreichende Kühlung des Statormantels kann ein möglicher Temperaturanstieg auf einzelne Nuten beschränkt werden. Zusammen mit der räumlichen Trennung wird eine gute thermische Entkopplung der Stränge untereinander erreicht.

Die fehlertolerante permanentmagneterregte Synchronmaschine kann alle relevanten Motor- und Wechselrichterfehler bis auf den Zwischenkreiskurzschluss tolerieren, insbesondere auch die Strangkurzschlüsse, da hier der Kurzschlussstrom begrenzt ist.

Wie bereits oben angesprochen, eignet sich auch der geschaltete Reluktanzmotor (SRM) für sicherheitskritische Anwendungen. Durch seinen einfachen Aufbau, die sehr geringe magnetische Kopplung der Stränge und die Möglichkeit, die einzelnen Stränge elektrisch unabhängig voneinander zu betreiben, bietet der Antrieb von sich aus ein hohes Maß an Fehlertoleranz [Ric90], [Mil93].

Anwendungsbeispiele für fehlertolerante Antriebe im Luftfahrtbereich werden in [Ric90], [Ric94] oder [Fer95] gegeben. Dabei handelt es sich um elektrische Antriebe für Kraftstoffpumpen oder Starter-Generatoren für Gasturbinen im Flugzeug in einem Leistungsbereich von einigen wenigen bis einigen hundert

kW und Drehzahlen bis zu 25.000 min^{-1} . Die Motortopologie variiert von 8/6, 12/8 bis 18/12 Stator-/Rotorpolen. Es wird vorgeschlagen, einen Strang im Fehlerfall abzuschalten und den Motor mit verminderter Strangzahl weiterzubetreiben. Bei den hohen Polzahlen (12/8, 18/12) ist es außerdem möglich, Polpaare zu Teilmotoren zusammenzufassen und sie mit getrennten Wechselrichtern aus unterschiedlichen Zwischenkreisen zu speisen, um die Fehlertoleranz auf Zwischenkreisfehlern auszuweiten.

Auch durch die Verschaltung innerhalb eines Strangs kann die Fehlertoleranz erhöht werden: Die übliche Anordnung sieht vor, die Wicklungen gegenüberliegender Pole in Reihe zu schalten. Durch Parallelschaltung, separate Speisung der Wicklungen oder Verdopplung der Wicklungen in Reihen- oder Parallelschaltung können weitere Fehler toleriert werden [Mil95]. Allerdings muss beachtet werden, dass im Fehlerfall durch unsymmetrische Betriebszustände große laterale Kräfte auf den Rotor wirken können.

Bei den aufgeführten Beispielen war jeweils die Zielsetzung, im Fehlerfall Leistung entsprechend der Bemessungsgröße abzugeben. Das wird durch Überdimensionierung der Maschinen erkaufte. Die Reduzierung der n -strängigen Maschine auf $n - 1$ Stränge führt aber immer zu einer Erhöhung der Momentenwelligkeit, so dass die Methode der Phasenredundanz ohne weitere Maßnahmen für die Anwendung als Handkraftaktor nicht ausreicht.

Funktionelle Redundanz – Modifizierte Ansteuerungsstrategie

Durch die elektrische Kopplung der Stränge einer konventionellen dreisträngigen Maschine in Sternschaltung haben Fehler in einem Strang immer auch Auswirkung auf die anderen beiden Stränge. Durch die Verschaltung der Stränge wird die Summe der Strangströme immer zu null gezwungen. Wird in einem Strang als Folge eines Fehlers ein zusätzlicher Strom eingepreßt, indem z. B. eine Motorklemme bei Kurzschluss eines Leistungshalbleiters auf festes Potenzial gelegt wird, muss er sich auf die beiden anderen Stränge aufteilen. Ist ein Strang unterbrochen, der Strangstrom also null, muss folglich in den beiden anderen Strängen der identische Strom fließen, der aufgrund der Festlegung in den beiden Strängen mit gegensätzlichem Vorzeichen gezählt wird. Damit kann in der Maschine kein Drehfeld, sondern nur noch ein Wechselfeld erzeugt werden.

In [Spe90] werden Ansätze für den Notbetrieb einer bürstenlosen Gleichstrommaschine (BLDC) mit blockförmiger Kommutierung beschrieben. Die Last ist ein Lüfter und das Ziel ist, im Notbetrieb das gleiche mittlere Drehmoment wie im „gesunden“ Betrieb bereitzustellen. Es werden die Fehlerfälle Unterbrechung einer Wicklung, Kurzschluss eines Transistors und Fehlen des Ansteuersignals für einen Transistor untersucht.

Bei der Unterbrechung einer Wicklung reduziert sich die Maschine in Sternschaltung wie oben beschrieben effektiv zu einer einsträngigen. Ohne Änderung des Ansteuerungsschemas verkürzen sich die Stromblöcke in den beiden anderen Strängen auf $\pi/3$ mit $2\pi/3$ Pause und das Drehmoment nimmt stark ab. Als Gegenmaßnahme kann im einfachsten Fall die Stromamplitude erhöht werden. Effektiver ist es aber, die Ansteuersignale für die Transistoren so zu verschieben, dass die Stromblöcke in den verbleibenden Strängen mit der resultierenden Gegenspannung (z. B. $e_b - e_c$, bei Ausfall von Strang a) übereinstimmen. Zusätzlich kann die Stromleitdauer auf bis zu π verlängert werden.

Beim Ausfall eines Transistors entsteht eine „Drehmomentlücke“ und das Drehmoment reduziert sich auf $2/3$, wenn die Ansteuerwinkel beibehalten werden. Verbesserung kann auch hier erzielt werden, indem die Steuerwinkel der verbleibenden Leistungshalbleiter so verschoben werden, dass die Lücke geschlossen wird. Eine weitere Verbesserung kann man erreichen, wenn man die Stromamplituden in den erweiterten Leitbereichen geeignet erhöht.

In beiden Fällen ist aber verständlicherweise eine enorme Momentenwelligkeit festzustellen.

[Elc93] beschreibt ähnliche Untersuchungen für eine Asynchronmaschine am dreiphasigen U-Wechselrichter. Die Strangströme werden mit Hysterese-Reglern sinusförmig geregelt. Bei Ausfall eines Strangs können die Strangströme nicht mehr ihren um $2\pi/3$ verschobenen Sollwertvorgaben folgen. Sie sind jetzt dem Betrag nach identisch, haben aber entgegengesetzte Vorzeichen. [Elc93] schlägt deshalb in diesem Fall vor, die Phasenverschiebung zwischen den beiden Strängen gleich mit π statt $2\pi/3$ vorzugeben. Die Momentenwelligkeit bleibt trotzdem groß, weil die Drehfeldmaschine mit einem Wechselfeld betrieben wird.

Die hier beschriebenen Methoden eignen sich für die Unterbrechung eines Strangs oder Leistungshalbleiters, versagen aber wie bereits erwähnt bei Kurzschluss.

Strukturelle und funktionelle Redundanz – Modifizierte Ansteuerungsstrategie mit angeschlossenem Sternpunkt

Um den Nachteil, dass die Maschine im Fehlerfall einsträngig wird, zu vermeiden, wird in verschiedenen Veröffentlichungen vorgeschlagen, auch den Sternpunkt der Maschine an den Wechselrichter anzuschließen. Dabei sind grundsätzlich zwei Varianten bekannt: Der Sternpunkt wird an den Mittelpunkt des Spannungszwischenkreises angeschlossen. Der wird im einfachsten Fall durch einen passiven Spannungsteiler gebildet, indem die Zwischenkreiskapazität auf zwei in Reihe geschaltete Kondensatoren aufgeteilt wird. Im zweisträngigen Betrieb liegt der Strom über dem Sternpunkt in der gleichen Größenordnung wie die Strangströme. Daher muss der Zwischenkreis entsprechend groß dimensioniert sein um die Spannungswelligkeit am Mittelpunkt möglichst klein zu halten. Zusätzlich kann die Spannung über den Teilkondensatoren mit parallel geschalteten Widerständen symmetriert und der Sternpunkt nur für den zweisträngigen Betrieb mit Hilfe eines Triacs zugeschaltet werden, um Nullströme über den Sternpunkt im dreisträngigen Betrieb zu unterbinden [Liu93].

Die zweite Variante besteht darin, den Sternpunkt an einen vierten Wechselrichterzweig anzuschließen (z. B. [Spe90], [Elc94]). So wird der Zwischenkreis nicht mit dem Sternpunktstrom belastet. Diese modifizierte Topologie bedeutet für die Ansteuerung der Maschine bei Fehlern einen zusätzlichen Freiheitsgrad. Bei der bürstenlosen Gleichstrommaschine mit blockförmiger Kommutierung könnte der herausgeführte Sternpunkt an einem vierten Wechselrichterzweig einen ausgefallenen Zweig bei verminderter Leistung und erhöhter Drehmomentwelligkeit teilweise ersetzen [Spe90].

Das gleiche Drehfeld wie im dreisträngigen Betrieb lässt sich bei ASM und PMSM auch mit nur zwei Strängen erzeugen, wenn die Phasenverschiebung zwischen den übrig gebliebenen Strangströmen nur $\pi/3$ statt $2\pi/3$ und gleichzeitig die Stromamplitude $\sqrt{3}$ größer gewählt wird [Elc93], [Elc94], [Liu93]. Die zusätzliche Momentenwelligkeit ist hierbei sehr gering, wenn auch nicht null, wie später gezeigt wird.

Diese Methode eignet sich sehr gut als Maßnahme gegen Unterbrechungen. Kurzschlüsse im Wechselrichter können aber wie bei allen hier beschriebenen Ansätzen mit angeschlossenem Sternpunkt nicht beherrscht werden.

Fazit

Die Duplizierung der Maschinen ist ein offensichtlicher und gangbarer Ansatz, um die notwendige Fehlertoleranz zu erreichen. Aus diesem Grund wird sie auch in [Hom98a] gerade für die Anwendung als Handkraftaktor in einem Steer-by-Wire-Lenksystem vorgeschlagen. Allerdings verdoppeln sich mit der Duplizierung der Maschinen auch die Kosten. Eine Abschätzung im folgenden Kapitel zeigt, dass das in dieser Arbeit vorgeschlagene Konzept kostengünstiger ist. Die vorgestellten Verfahren zur Phasenredundanz sind so konzipiert, dass der Antrieb auch im Fehlerfall seine Bemessungsleistung erreicht. Bei dem Handkraftaktor ist aber die Gleichförmigkeit des Drehmoments von besonderem Interesse, wobei diese Verfahren eher schlecht abschneiden. Gleiches gilt für die Verfahren zur funktionellen Redundanz mit den modifizierten Ansteuerstrategien.

Dieser Nachteil wird aufgehoben, wenn strukturelle und funktionelle Redundanz kombiniert werden und eine Ansteuerstrategie mit angeschlossenem Sternpunkt gewählt wird. Bei Unterbrechungen in einem Strang kann trotzdem ein gleichförmiges Drehmoment zur Verfügung gestellt werden. Betrachtet man in der Fehlervorgabe auch Kurzschlüsse, scheiden diese Verfahren aber aus, weil Kurzschlüsse nicht beherrscht werden.

Von den bisher vorgestellten Verfahren ist allein die Duplexeinheit in der Lage, die spezifizierten Anforderungen zu erfüllen. Die Kosten, die im Automobilbereich eine wichtige Rolle spielen, sprechen jedoch gegen die Duplexeinheit und für die Entwicklung einer günstigeren Alternative. Der in dieser Arbeit vorgestellte Handkraftaktor erfüllt diese Anforderungen.

3.2 Fehlertolerante Ausführung des Handkraftaktors

Zur Gewährleistung der Sicherheit und zur Erfüllung der in Kapitel 2.1.1 genannten Anforderungen an den Handkraftaktor wird ein fehlertolerantes Aktorkonzept nach Bild 3-2 vorgeschlagen. Das Fehlermodell für den Handkraftaktor unterscheidet zwischen den Fehlerbereichen Maschine und Wechselrichter, Informationsverarbeitung, Leistungsversorgung und Sensorik (in Bild 3-2 nicht dargestellt). Zur Erfüllung der Fehlertoleranz kommen alle im Stand der Technik beschriebenen Redundanzprinzipien zum Tragen: Für Maschine und Wechselrichter werden im Fehlerfall modifizierte Ansteuerungsstrategien genutzt. Die Struktur ist so ausgelegt, dass sich die Stränge gegenseitig Redundanz bieten

Eine redundante Ausführung des elektromagnetischen Energiewandlers kann prinzipiell auf zwei Arten erzielt werden:

- Zwei voneinander unabhängige Maschinen arbeiten auf einer gemeinsamen Welle. Fällt eine Maschine aus, übernimmt die zweite das vollständige maximale Rückstellmoment. Beide Maschinen müssen zumindest für das Rückstellmoment im normalen Fahrbetrieb ausgelegt sein [XbW98].
- Eine Maschine wird mit mehreren unabhängigen Wicklungen ausgestattet. Es wird nur ein magnetischer Kreis benutzt, die Wicklung ist aber redundant aufgebaut. Die Dimensionierung muss so erfolgen, dass im Fehlerfall auch mit einem reduzierten Wicklungssystem das volle Rückstellmoment erzeugt werden kann.

Das in Bild 3-2 dargestellte Aktorkonzept basiert auf der zweiten Variante. Der Wechselrichter ist in drei Einheiten (LE1, LE2, LE3) aufgeteilt, die je einen Motorstrang versorgen. Dazu sind alle Wicklungsenden der Maschine herausgeführt und mit den entsprechenden Wechselrichtereinheiten – einphasige Vollbrücken – verbunden. Auf die übliche Sternschaltung der Stränge wird hier bewusst verzichtet. Mit dieser Wicklungsanordnung und dieser Topologie der Leistungselektronik sind die Stränge voneinander elektrisch entkoppelt. Im Falle eines Fehlers besteht damit die Möglichkeit, den fehlerbehafteten Strang abzuschalten und dennoch die gleiche elektrische Durchflutung im Motor für den gleichen magnetischen Fluss und damit das gleiche Drehmoment wie im fehlerfreien Fall zu erzeugen. Dies ist möglich, da auch nach dem Abschalten eines Strangs zwei um 120° (elektrisch) versetzte, voneinander unabhängige Wicklungssysteme zur Verfügung stehen, mit denen ein Drehfeld erzeugt werden kann. Die Strangströme müssen selbstverständlich an den neuen Betriebsmodus angepasst werden. Das betrifft zum einen die Phasenlage der Ströme in den verbleibenden Strängen und zum anderen ihre Amplitude. Letztere ist im zwei-strängigen Betrieb um den Faktor $\sqrt{3}$ größer als im dreisträngigen. Dementsprechend müssen die Motorwicklung und die Leistungselektronik größer dimensioniert sein.

Die hier beschriebene gegenseitige Redundanz hat den Vorteil, dass der elektromechanische Wandler nicht doppelt ausgeführt werden muss. Es wird die inhärente Redundanz einer Standard-Maschine ausgenutzt.

Um die beiden Varianten bezüglich ihres Aufwands vergleichen zu können, ist in Tabelle 3-1 die Anzahl und die Bemessung der benötigten Komponenten gegenübergestellt. Vorausgesetzt wird, dass für die Variante 1 zwei Synchronmaschinen und zwei übliche dreisträngige Wechselrichter eingesetzt werden.

Tabelle 3-1. Abschätzung des Aufwands für die Redundanz-Varianten des elektromechanischen Wandlers (i_{3str} ist der Strangstrom im dreisträngigen Betrieb)

		Variante 1: 2 Motoren		Variante 2: redundante Wicklung
Motor	Rotoren	2	>	1
	Statoren	2	>	1
	Wicklungen	$2 \times 3 = \mathbf{6}$ (i_{3str})	>	3 $(\sqrt{3} \cdot i_{3str})$
	Motorzuleitungen	$2 \times 3 = \mathbf{6}$	=	$3 \times 2 = \mathbf{6}$
Wechselrichter	Leistungshalbleiter	$2 \times 6 = \mathbf{12}$ (i_{3str})	<	$3 \times 4 = \mathbf{12}$ $(\sqrt{3} \cdot i_{3str})$
	Zwischenkreise	2	<	3
	Anschlussleitungen	$2 \times 2 = \mathbf{4}$ (U_{Batt}) $2 \times 1 = \mathbf{2}$ (Masse)	<	$3 \times 2 = \mathbf{6}$ (U_{Batt}) $3 \times 1 = \mathbf{3}$ (Masse)
	Strommessglieder	$2 \times 2 = \mathbf{4}$	>	3

Der Vergleich zeigt, dass bei Variante 2 der Aufwand für den Motor deutlich kleiner ist. Da im zweisträngigen und im dreisträngigen Betrieb die gleiche Durchflutung erzeugt wird, muss der magnetische Kreis trotz $\sqrt{3}$ facher Strangströme im zweisträngigen Betrieb nicht vergrößert werden und der Motor baut in etwa gleich groß. Allerdings muss kontrolliert werden, dass auch im zweisträngigen Betrieb die Annahme der Sättigungsfreiheit gilt: Bei einer hoch ausgenutzten Maschine, die bereits im dreisträngigen Betrieb an die Sättigungsgrenze herankommt, kann der Wegfall eines Strangs aufgrund der höheren Strangströme zur Zahnsättigung in den verbleibenden Strängen führen. Zusätzlich muss der Nutquerschnitt so erweitert werden, dass er die größere Wicklung aufnehmen kann. Insgesamt erzielt man aber dennoch eine deutliche Einsparung an Bauraum und Gewicht gegenüber der Variante 1.

Der Wechselrichter für die zweite Variante ist dagegen etwas aufwändiger. Im Vergleich zu den Kosten für den zweiten Motor spielen die Kosten für den größeren Bemessungsstrom der Leistungshalbleiter der Variante 2 eine untergeordnete Rolle.

Die Fehlervorgabe und die Fehlerdiagnose sowie die Fehlerbehandlung für die Variante mit der redundanten Wicklung werden im dritten Kapitel ausgeführt. Es werden Unterbrechungen und Kurzschlüsse in der Leistungselektronik und im Motor betrachtet. Mechanische Fehler, wie z. B. Lagerverschleiß oder Exzentrizität der Welle, werden nicht behandelt. Solche Fehler entwickeln sich sehr langsam und können in den normalen Wartungsintervallen der Fahrzeuge erkannt und behoben werden.

3.2.2 Informationsverarbeitung

Die Informationsverarbeitung umfasst die Kommunikation mit dem übergeordneten Lenkregler, die Regelung des Handkraftaktors sowie Funktionen zur Fehlerdiagnose und Fehlerbehandlung. Um Fehlertoleranz zu gewährleisten, sollte die Informationsverarbeitung repliziert werden, wobei jede Einheit fail-silent ausgelegt sein muss.

Für den Versuchsaufbau wurde nur eine der beiden Einheiten realisiert, auf der die fehlertolerante Regelung des Handkraftaktors implementiert ist. Diese ist Inhalt des fünften Kapitels.

3.2.3 Sensoren und Leistungsversorgung

Fehlerfreie Leistungsversorgung und Sensoren sind für den Betrieb des Aktors eine Voraussetzung. In dieser Arbeit wurde angenommen, dass eine fehlertolerante Sensorik darstellbar ist. Ansätze und Beispiele hierzu finden sich z. B. in [Ise01], [Sto00]. Sie wird in diesem Rahmen aber nicht weiter behandelt. Für die Leistungsversorgung sieht das Konzept nach Bild 3-5 ein doppeltes Bordnetz mit den beiden Spannungen $U_{\text{Batt},1}$ und $U_{\text{Batt},2}$ vor. Von diesen beiden Bordnetzen muss immer mindestens eines zur Verfügung stehen, selbst wenn im anderen ein Fehler auftritt. Eine mögliche Variante zur Einspeisung eines doppelten Bordnetzes ist in Bild 3-3 a) nach [XbW98] gezeigt. Die Schalter sind normalerweise geschlossen und werden nur bei defekter Batterie geöffnet. Die Sicherungen schützen Batterie und Generator gegen Kurzschlüsse einer Bordnetzspannung gegen Masse. Die Dioden verhindern im Fehlerfall ein Rückspeisen eines Bordnetzes z. B. auf einen Kurzschluss im anderen Bordnetz.

Mit diesem Konzept können einfache und zweifache Unterbrechungen in den Batterien, dem Generator und deren Verbindungen toleriert werden. Kurzschlüsse einer Bordnetzspannung werden durch die Sicherungen von der Einspeisung abgetrennt.

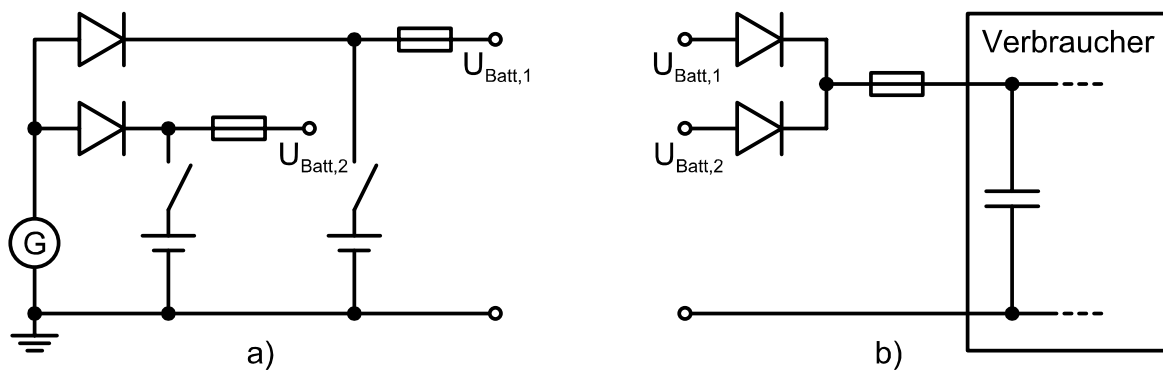


Bild 3-3: Fehlertolerantes Bordnetz – a) Einspeisung, b) Speisung eines Verbrauchers

Die Speisung der zu versorgenden Einheiten muss derart gestaltet sein, dass sich weder die Bordnetze gegenseitig beeinflussen können noch dass ein Fehler im Verbraucher Rückwirkungen auf die Bordnetze hat. Eine prinzipielle Topologie ist in Bild 3-3 b) zu sehen. Die beiden Dioden verhindern die gegenseitige Beeinflussung und die Sicherung schützt die Bordnetze gegen Kurzschlüsse im Verbraucher. Reale Ausführungsvarianten sollten zusätzlich auch eine mögliche Rückspeisung des Aktors gestatten [Zim97].

4 Fehlervorgabe und Fehlerdiagnose

Obwohl die Zuverlässigkeit eines Systems durch Perfektionieren verbessert werden kann, lassen sich Fehler nie vollständig ausschließen. Bleibt die Restfehlerwahrscheinlichkeit über der aus Sicherheitsgesichtspunkten geforderten Grenze, muss das System tolerant gegenüber Fehlern ausgelegt sein. Das setzt eine Fehlerdiagnose voraus, d. h. die Fehler müssen erkannt und lokalisiert werden, damit auf sie angemessen reagiert und gegebenenfalls ein Notbetrieb eingeleitet werden kann. Zunächst muss allerdings mit Hilfe der Fehlervorgabe spezifiziert werden, welche und wie viele Fehler zu tolerieren sind. Zur Beschreibung dieser Fehler gilt es Modelle zu entwickeln, auf deren Grundlage eine Fehlerdiagnose entwickelt werden kann.

Kapitel 4.1 behandelt die Fehlervorgabe für das Anwendungsbeispiel Handkraftaktor. Es werden Fehlermodelle für die Einzelkomponenten des Antriebs beschrieben und elektrische Fehler im Antrieb diskutiert. Kapitel 4.2 beschreibt verschiedene Möglichkeiten der Fehlererkennung und wendet diese für die elektrischen Fehler des Antriebs an. Nach einer Übersicht über bekannte Fehlerlokalisierungsverfahren wird in Kapitel 4.3 der Ablauf zur Fehlerlokalisierung bei dem Handkraftaktor vorgestellt. Kapitel 4.4 veranschaulicht beispielhaft anhand ausgesuchter Messungen die vorgestellten Verfahren.

4.1 Fehlervorgabe für den Handkraftaktor

Aus dem Spektrum der möglichen Fehler, die in einem Antrieb auftreten können, wird hier nur die Untermenge behandelt, die elektrische Ursachen in der Maschine und im Wechselrichter hat. Mechanische Fehler, wie z. B. Lagerverschleiß oder Exzentrizität der Welle, werden nicht betrachtet. Solche Fehler entwickeln sich sehr langsam und äußern sich im Lenkstrang eher als Komforteinbuße durch Schwergängigkeit oder Momentenwelligkeit. Sie werden in der Regel eher vom Fahrer beanstandet, bevor sie eine sicherheitsrelevante Bedeutung bekommen. Mechanischen Fehlern wird in der Automobilindustrie bereits in der Entwicklungsphase durch qualitätssichernde Maßnahmen wie der Komponenten-FMEA entgegengewirkt – Mechanik gilt in der Automobilindustrie als „sicher“ [ECE-R79r2].

Diese Arbeit behandelt die Fehler in Motor und Wechselrichter. Fehlerfreie Informationsverarbeitung, Leistungsversorgung und Sensorik sind für den Betrieb des Aktors ebenso Voraussetzung, sind aber nicht Gegenstand dieser Untersuchung.

Mit elektrischen Fehlern in der Maschine und im Wechselrichter werden hier Schlüsse und Unterbrechungen der Leistungshalbleiter und der Wicklung bezeichnet. Zuerst werden Fehlermodelle für Leistungshalbleiter und für die Wicklung beschrieben. Im zweiten Teil werden die Komponenten zu Teilwechselrichtern verschaltet, und es werden dafür die Fehlermodelle abgeleitet.

Es soll im Weiteren die Einfehlerannahme gelten, das heißt, dass zu einem bestimmten Zeitpunkt jeweils nur ein Fehler auftritt, nie zwei Fehler gleichzeitig. Das heißt für das Antriebssystem auch, dass es genau einfehler tolerant ausgelegt sein muss. Mit dieser Annahme wird ein Kompromiss zwischen notwendiger Fehlertoleranz und erforderlichem Zusatzaufwand geschlossen.

4.1.1 Fehlermodelle der Antriebskomponenten

Selbstgeführte Wechselrichter setzen sich aus gleichen Strukturen von Leistungshalbleitern zusammen, die idealisiert dargestellt aus einem gerichteten Schalter mit einer antiparallelen Freilaufdiode bestehen. In Tabelle 4-1 sind die Fehler in den idealisierten Strukturen aufgeführt. Beim MOSFET ist die Diode durch die interne Struktur des Bauelements integriert. Sie beruht auf einem parasitären Effekt. Bei kleinen Leistungsklassen der Wechselrichter wird dieser Effekt jedoch häufig genutzt, um eine diskrete Freilaufdiode einzusparen. Bei IGBT-Wechselrichtern dagegen muss die Diode verschaltet werden.

Die Anordnung kann positive Blockierspannung aufnehmen (gestrichelte Linie), sperrt jedoch wegen der Diode die Spannung nicht rückwärts. Die positive Stromrichtung kann von dem Schalter abgeschaltet werden, negativen Strom führt die Diode.

Bei Kurzschluss kann die Anordnung keine Spannung aufnehmen, Strom wird aber abhängig von der äußeren Beschaltung geführt.

Demgegenüber steht die Unterbrechung, bei der kein Strom fließen kann, aber die Spannung von der äußeren Beschaltung abhängt.

Ist der Transistor defekt und nur noch die Diode in Betrieb, ist deren ideale Kennlinie für das Fehlverhalten kennzeichnend. Bei den hier gewählten Zähl-

pfeilrichtungen sind die Vorzeichen von Strom und Spannung an der Diode gegenüber der üblichen Darstellung umgekehrt.

Tabelle 4-1. Fehler in der Leistungshalbleiterstruktur (ideale Elemente)

Leistungshalbleiterstruktur	
Kurzschluss	Transistor defekt (Unterbrechung)
Unterbrechung	Diode defekt (Unterbrechung)

Arbeitet dagegen nur noch der Transistor und ist die Diode defekt, kommt die Kennlinie des idealen Schalters zum Tragen. Der ideale Schalter kann Blockierspannung aufnehmen und Strom in positiver Richtung gemäß den Zählpfeilen führen und abschalten. Weiterhin sperrt er negative Sperrspannung.

Die Wicklung der permanentmagneterregten Synchronmaschine kann als Reihenschaltung des Wicklungswiderstands R , der Stranginduktivität L und der Gegenspannungsquelle E beschrieben werden (Tabelle 4-2). Die Gegenspannung ist eine Funktion der Rotorlage und -geschwindigkeit ($E = f(\gamma, \omega)$).

Bei Kurzschluss an den Wicklungsenden wird die Spannung über der Wicklung zu null gezwungen, der Strom zwischen den beiden Anschlusspunkten ist dagegen von der äußeren Beschaltung und der Maschine selbst bestimmt. Wird die Maschine angetrieben, bewirkt die Gegenspannung E zusätzlich einen Strom in der kurzgeschlossenen Masche.

Tabelle 4-2. Fehler in der Wicklung

Maschinenwicklung	
Kurzschluss	Erregung fehlt
Unterbrechung	weitere Schlüsse
	Windungsschluss, Körperschluss, Wicklungsschluss

Durch eine Unterbrechung der Wicklung kann weder die Strangspannung noch die Gegenspannung einen Strom treiben. Somit kann mit diesem Strang kein Drehmomentanteil mehr erzeugt werden.

Das Fehlen der Erregung lässt sich im Ersatzschaltbild durch den Wegfall der Gegenspannung beschreiben. Ohne Erregung erzeugt die Maschine kein Drehmoment.

Für Windungs-, Körper- und Wicklungsschlüsse lassen sich keine einfachen Aussagen wie in den Fällen zuvor treffen. Die Auswirkungen hängen stark vom Ort und der Größe des Schadens (z. B. Anzahl der kurzgeschlossenen Windungen) ab. Dennoch lassen sich einige qualitative Aussagen treffen, die zur Fehlererkennung herangezogen werden können. Bei Windungsschlüssen, d. h. Schlüssen zwischen beliebigen Windungen ein und derselben Wicklung, ändert sich die Impedanz der Wicklung. Bei Wicklungsschlüssen, d. h. Schlüssen zwischen zwei Wicklungen, entsteht eine Differenz zwischen den Strömen an den Wicklungsanfängen und -enden. Bei Körperschlüssen, d. h. Schlüssen zwischen einer Wicklung und dem Blechpaket oder anderen Konstruktionsteilen, können Ströme über das Maschinengehäuse nach Masse fließen. Daraus folgt dann eine Differenz der Motor- bzw. Wechselrichterzuleitungsströme.

Die Aufzählung oben beschränkt sich zunächst auf Fehlzustände in den Leistungshalbleitern und in der Wicklung. Es ist offensichtlich, dass diese einfachen Fehlermodelle auch weitere Fehler abdecken, deren Auswirkungen identisch mit denen des Kurzschlusses oder der Unterbrechung sind:

- Der Bruch einer Motorzuleitung oder eines Zuleitungssteckers hat z. B. die gleichen Auswirkungen wie die Unterbrechung einer Wicklung.
- Eine Wicklung kann auch außerhalb der Maschine kurzgeschlossen werden.
- Defekte in der Gate-Treiber-Schaltung oder in der Signalübertragung zu dieser können auch – je nach Fehlerart – entweder auf einen Kurzschluss oder auf eine Unterbrechung abgebildet werden. Sieht der Leistungshalbleiter aufgrund eines Defekts ständig ein Einschaltsignal, bleibt er niederohmig und bildet zusammen mit der Diode einen Kurzschluss. Sieht er auf der anderen Seite permanent ein Ausschaltsignal, ist er hochohmig und es wirkt nur die antiparallele Diode.

Zunächst wurde das Fehlermodell ganz allgemein beschrieben. Es kann allerdings aufgrund der realen Gegebenheiten eingeschränkt werden. Die erste Einschränkung beruht auf der Tatsache, dass der Wechselrichter – wie in diesem Leistungsbereich üblich – mit MOSFETs aufgebaut ist:

Die Freilaufdiode ist in der MOSFET-Struktur integriert. Ist sie defekt, ist zwangsläufig der ganze MOSFET beschädigt. Anders als bei IGBT-Wechselrichtern kann der Fehlerfall „Diode (alleine) defekt“ hier nicht auftreten. Gleich-

ches gilt prinzipiell auch für den Fehler „Transistor defekt“. In diesem Fall muss allerdings dem Umstand Rechnung getragen werden, dass der Transistor steuerbar ist und dass durch einen Fehler in der Ansteuerung die Funktion des Transistors unabhängig von der der Diode ausfallen kann.

Ausfall der Erregung aufgrund von Entmagnetisierung der Permanentmagnete kann durch Überhitzung des Motors oder unzulässig hohe Strangströme hervorgerufen werden. Oberhalb der Curie-Temperatur (z. B. bei NdFeB 310 °C) kommt es zu spontaner Entmagnetisierung des gesamten Magnetmaterials, so dass eine Motorfunktion nicht mehr gewährleistet ist. Für die praktische Anwendung ist jedoch der Fall von weitaus größerer Bedeutung, dass die Magnetisierung partiell durch ein zu großes Statorfeld geschädigt wird. Das wiederum würde zu Drehmomentwelligkeit oder starker Drehmomentreduktion führen. Die Entmagnetisierungsfestigkeit sinkt außerdem mit steigender Betriebstemperatur, so dass schon weit unterhalb der Curie-Temperatur mit irreversibler Schädigung gerechnet werden muss (der zulässige Temperaturbereich für NdFeB z. B. wird bis max. 210 °C spezifiziert). Diesen Zusammenhang muss man bereits bei der Maschinenauslegung konstruktiv berücksichtigen. Allerdings ist das Auftreten von unzulässig hohen Strangströmen durch den hier verwendeten stromgeregelten Betriebsmodus der Maschine und eine Überstromerkennung im Wechselrichter nahezu ausgeschlossen.

Windungsschlüsse, Körperschlüsse und Wicklungsschlüsse als Folge von Isolationsfehlern treten schon bei konventionellem Design nur selten auf und wenn, meist nur in der ersten Zeit nach der Inbetriebnahme [Ren92]. Diese Schlüsse sind in den meisten Fällen vielmehr die Folge von äußeren Fehlern wie Überlastung, Unsymmetrien in der Leistungsversorgung oder aber zu hoher Umgebungstemperaturen und Behinderung der Kühlung. Diese Störungen führen zu einer Zunahme der Übertemperatur der Maschine und damit zu einer thermischen Überbeanspruchung der Isolation [Mül94]. Die möglichen Fehlerursachen sollten aber bereits im Entwurfsstadium z. B. durch FMEA [VDA 4.2] erkannt und behoben werden. Während des Betriebs kann eine Überwachung der Motortemperatur die Einhaltung der Betriebsgrenzen sicherstellen.

Durch konstruktive Maßnahmen kann die Auftretenswahrscheinlichkeit für Isolationsfehler weiter verringert werden. Auskleidungen der Nuten und spezielle

Wickelkappen im Bereich des Wicklungskopfes schaffen eine zusätzliche Isolation zwischen der Wicklung und dem Blechpaket, so dass dort Körperschlüsse ausgeschlossen werden können. Eine räumliche Trennung der Wicklungen der einzelnen Motorstränge untereinander macht das Auftreten von Wicklungsschlüssen unmöglich. Die physikalische Trennung der Wicklungen kann erreicht werden, indem jede Wicklung um nur einen Statorzahn gewickelt wird [Mec96], so dass zwischen benachbarten Wicklungen immer ein Abstand bleibt, in den zusätzlich eine Isolation eingebracht werden kann. Die Wicklungsenden können dabei z. B. durch Stanzgitter, die in Kunststoff eingebettet gegeneinander isoliert sind, kreuzungsfrei kontaktiert werden.

Windungs-, Körper- und Wicklungsschlüsse innerhalb der Maschine sind demnach eher ein konstruktives Problem, das beherrscht werden kann. Sie werden daher hier nicht weiter betrachtet.

4.1.2 Fehlermodelle für Maschine und Wechselrichter

Die Diskussion in 4.1.1 zeigt, dass für die gewählte Topologie die folgenden fünf Fehlerfälle relevant sind:

- Kurzschluss eines MOSFETs
- Unterbrechung eines MOSFETs
- Defekt des MOSFET-Treibers
- Wicklungskurzschluss (außerhalb der Maschine)
- Wicklungsunterbrechung

In Kapitel 2 wurde bereits ausgeführt, dass der Wechselrichter aus drei einphasigen Vollbrücken aufgebaut ist, die jeweils einen Strang der Maschine versorgen. Bei den folgenden Fehlermodellen sind deshalb immer nur ein Strang und einer der identischen Teilwechselrichter wie in Bild 4-1 dargestellt.

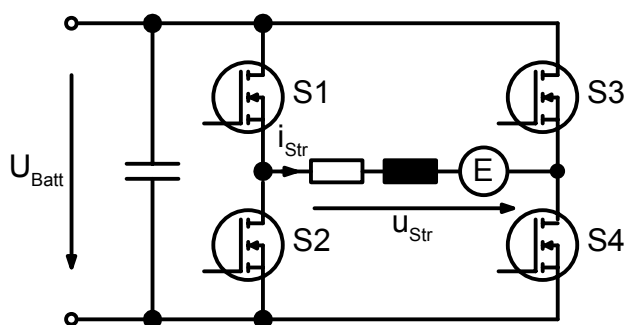


Bild 4-1. Teilwechselrichter mit Motorstrang

Kurzschluss eines MOSFETs

Der Kurzschluss eines MOSFETs (Bild 4-2) kann zu Folgefehlern führen, sobald der zweite Schalter der gleichen Halbbrücke eingeschaltet wird (S3 in Bild 4-2). Der Zwischenkreis wird damit kurzgeschlossen, und die Stromanstiegsgeschwindigkeit im Brückenweig ist nur noch durch zu vernachlässigende, parasitäre Induktivitäten begrenzt. Ohne eine sehr schnelle Fehlererkennung und das Blockieren der Schaltsignale wird auch der zweite MOSFET der Halbbrücke zerstört.

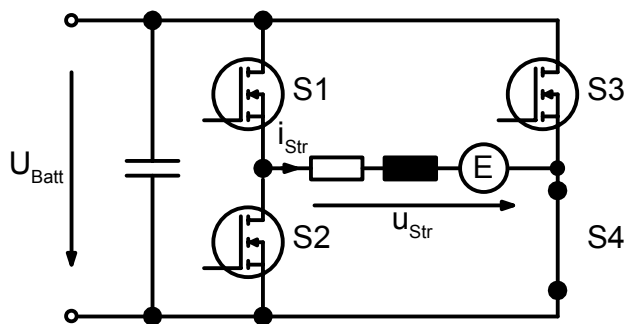


Bild 4-2. Kurzschluss eines MOSFETs

Auch wenn als Reaktion auf diesen Fehler keine weiteren Schaltbefehle an die Brücke gegeben werden, kann bei Kurzschluss eines Leistungshalbleiters ein Strom im Kurzschlusskreis über den betroffenen Leistungshalbleiter und die gegenüberliegende Diode fließen. Dieser Strom wird von der Rotationsspannung getrieben und ist in der Amplitude dementsprechend drehzahlabhängig. Die stromrichtende Wirkung der Diode (im Bild 4-2 die Freilaufdiode von S2) lässt allerdings nur eine Halbschwingung des Kurzschlussstroms zu.

Sollten entgegen der Einfehlerannahme doch beide Leistungshalbleiter in einem Brückenweig durch Kurzschluss beschädigt sein, bilden sich gleichzeitig zwei Effekte aus: erstens Kurzschluss des Zwischenkreises und zweitens Kurzschluss der Wicklung mit bidirektionalem Kurzschlussstrom über die entsprechende Freilaufdiode. Wichtig ist hier, dass der Teilwechselrichter wegen des Kurzschlusses im Zwischenkreis vom Bordnetz getrennt werden kann, damit sich der Fehler nicht fortpflanzt und weitere Teilsysteme außer Betrieb setzt. Aber selbst wenn das gelingt, bleibt als Wirkung der Rotationsspannung der Kurzschlussstrom in der Wicklung, der ein bremsendes Moment im Motor verursacht.

Unterbrechung eines MOSFETs

Bei Unterbrechung eines MOSFETs kann ein Strom in positiver Zählpfeilrichtung nicht mehr vom MOSFET S4 auf die Freilaufdiode von S3 kommutieren. S4 abzuschalten ist dann nicht zulässig, solange der Strom fließt, und würde zu einer Überspannung und zu Folgeschäden an dem MOSFET S4 führen. Im Fehlerfall müssen S1 und S2 sofort abgeschaltet werden, S4 aber erst, wenn der Strang energielos ist. Danach fließt in dem betroffenen Strang kein Strom mehr, solange die Rotationsspannung kleiner als die Zwischenkreisspannung ist. Dieser Fall kann beherrscht werden, wie in Kapitel 5 gezeigt wird.

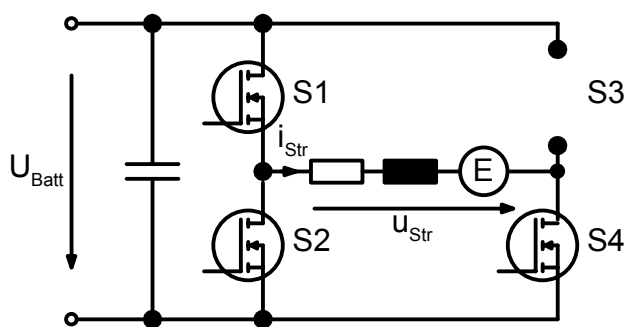


Bild 4-3. Unterbrechung eines MOSFETs

Defekt eines MOSFET-Treibers

Kann der MOSFET-Treiber keine Ansteuersignale liefern, bleibt nur noch die Funktion der Freilaufdiode (im Bild 4-4 die Freilaufdiode von MOSFET S3). Somit kann im Motorstrang nur noch Strom in positiver Zählpfeilrichtung über das Leistungshalbleiterpaar S1/S4 eingepreßt werden. Die Wechselrichterfunktion ist nicht mehr gegeben.

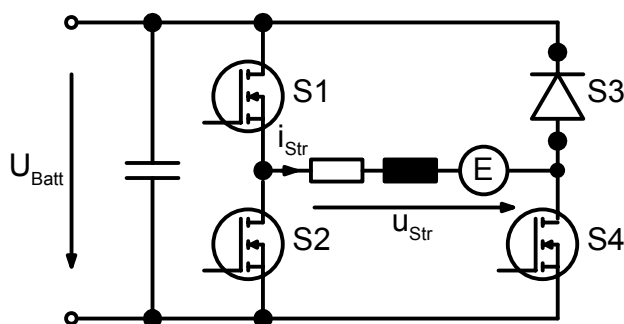


Bild 4-4. Defekt eines MOSFET-Treibers (kein Ansteuersignal, nur Funktion der Freilaufdiode)

Kurzschluss einer Wicklung

Bei dem Kurzschluss einer Strangwicklung (Bild 4-5) wird der Spannungszwischenkreis kurzgeschlossen, sobald durch Ansteuerung der Leistungshalbleiterpaare S1/S4 bzw. S2/S3 positive bzw. negative Spannung an die Wicklung gelegt wird. Auch hier ist eine sehr schnelle Kurzschlusserkennung wie bei dem Kurzschluss eines Leistungshalbleiters notwendig. Durch die Rotationsspannung fließt in der kurzgeschlossenen Masche ein Strom. Abhängig davon, ob das Strommessglied (i_{str}) in dieser Masche liegt, ist eine Kompensation wie im Fall „Kurzschluss eines MOSFETs“ angedeutet möglich. Kann der Kurzschlussstrom nicht erfasst werden, entfällt diese Möglichkeit.

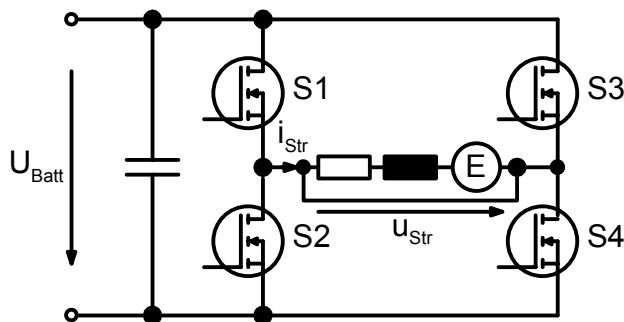


Bild 4-5. Kurzschluss einer Strangwicklung

Unterbrechung einer Wicklung

Die Unterbrechung einer Strangwicklung (Bild 4-6) ist dadurch gekennzeichnet, dass in dem Strang kein Strom fließt. Der Vergleich von Soll- und Istwert zeigt diesen Fehler an. Der Strang liefert keinen Beitrag zum Drehmoment. Diese Aufgabe müssen die beiden intakten Stränge wahrnehmen.

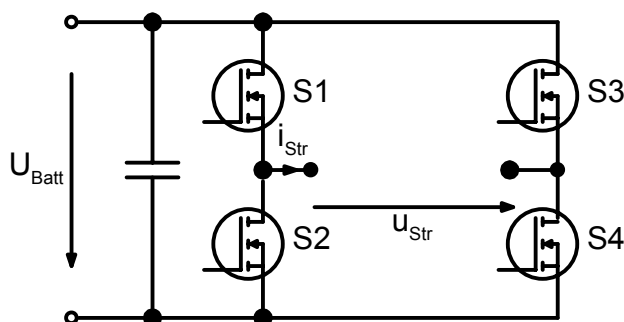


Bild 4-6. Unterbrechung einer Strangwicklung

Die Unterbrechung der Wicklung hat keine Auswirkungen auf die Vollbrücke. Der wahrscheinlich häufigere Fall der Unterbrechung in den Motorzuleitungen ist in seinen Auswirkungen identisch zu der Unterbrechung einer Strangwicklung und ist deshalb auch mit diesem Fehlermodell abgedeckt.

4.2 Fehlererkennung für Maschine und Wechselrichter

Zur Fehlererkennung werden Merkmale herangezogen, die aus gemessenen Signalen gewonnen werden. In elektrischen Antrieben sind das üblicherweise Ströme und Spannungen sowie die mechanischen Größen Rotorlagewinkel oder Rotordrehzahl und gegebenenfalls die Rotorbeschleunigung. Weitere Messgrößen können Temperaturen im Motor und in der Leistungselektronik oder mechanische Schwingungen am Antrieb sein. Dabei können die Messgrößen, die auch zum Betrieb des Antriebs notwendig sind, ausgewertet werden, es kann aber auch spezielle zusätzliche Sensorik eingesetzt werden, die nur der Überwachung dient (z. B. [Cra93], [Ste91]).

Diese Messwerte werden entweder direkt überwacht oder sie werden zunächst weiterverarbeitet, um Merkmale zu gewinnen. Beispiele für die direkte Auswertung sind Grenzwert- oder Steigungsüberwachung [Ste91], [Cra93], [Kra99a]. Diese Verfahren sind häufig in Hardware implementiert und damit sehr schnell. Sie können Fehler in wenigen μs erkennen.

In manchen Fällen bietet es sich an, die gemessenen Signale zunächst umzurechnen. Ein Beispiel dafür ist die Stromraumzeiger-Trajektorie bei Drehfeldmaschinen: Der Fehlerfall wird durch die Abweichung von der Kreisbahn angezeigt [Chr96], [Peu98].

Die Messwerte können auch als Eingangsgrößen für Signalmodelle genutzt werden. In der Antriebstechnik werden häufig Frequenzspektren von Strömen oder Vibrationen gebildet und analysiert (z. B. in [Sch94], [Szc96], [Fil97], [Ben99]). Diese Verfahren eignen sich besonders für Antriebe, die überwiegend in einem stationären Zustand betrieben werden. Sie benötigen allerdings einen relativ hohen Rechenaufwand.

Beispiele für die Analyse von Prozessmodellen sind Parameterschätzung, Paritätsmodelle und Zustandsgrößenbeobachter [Ise96a]. Parameterschätzung eignet sich besonders zur Erkennung von sich langsam ändernden Merkmalen – selbst bei gestörten Signalen. Voraussetzung für die Schätzung ist, dass der Prozess fortwährend geeignet angeregt wird [Mos00a]. Paritätsmodelle erlauben bei ge-

ringerem Rechenaufwand eine schnelle Fehlererkennung aus den sich ändernden Signalen [Mos00b]. Allerdings können hier gestörte Signale leicht als Fehler interpretiert werden. Beobachter haben ähnliche Eigenschaften wie Paritätsmodelle, der Entwurfsaufwand ist aber in vielen Fällen hoch. In allen Varianten sind relativ genaue Prozessmodelle notwendig.

Aufgrund der unterschiedlichen Eigenschaften bietet sich eine Kombination aus den verschiedenen Methoden zur Merkmalbildung an.

Die Fehlermodelle in Maschine und Wechselrichter können aufgrund ihrer Fehlerfolgen in zwei Gruppen eingeteilt werden. Die erste Gruppe ist dadurch gekennzeichnet, dass im Wechselrichter Folgefehler entstehen, wenn nicht rechtzeitig eine Fehlerreaktion ausgelöst wird. Zu dieser Gruppe gehören der Kurzschluss eines MOSFETs (Bild 4-2), die Unterbrechung eines MOSFETs (Bild 4-3) und der Kurzschluss einer Strangwicklung (Bild 4-5). Während Kurzschlüsse zu Überströmen führen, entstehen Überspannungen, wenn Freilaufpfade fehlen. Diese Effekte sind durch sehr kleine Zeitkonstanten charakterisiert und können beide dazu führen, dass weitere Leistungshalbleiter des Teilwechselrichters zerstört werden. Hier ist ein primärer Schutz der MOSFETs notwendig, der als Hardware implementiert sein sollte, damit die erforderlichen Fehlerreaktionszeiten erreicht werden können. Erst in einem zweiten Schritt wird die Fehlerinformation an den μ -Controller weitergeleitet, der eine Fehlerlokalisierung starten kann.

Die zweite Gruppe beinhaltet den Defekt eines MOSFET-Treibers (Bild 4-4) und die Unterbrechung einer Strangwicklung (Bild 4-6). Bei diesen Fehlern ist zwar kein Folgefehler im Teilwechselrichter zu erwarten, aber der Strangstrom kann nicht mehr geregelt werden. Damit liefert dieser Strang nicht mehr seinen Anteil zum Drehmoment des Antriebs. Solche Fehler können durch eine erhebliche Abweichung der aktuellen Strangströme von ihren Sollwerten erkannt werden. Aus diesem Grund müssen auch die Strangströme auf Plausibilität überwacht werden. Bei diesen Fehlern ist die elektrische Zeitkonstante der Maschine maßgeblich. Deshalb ist diese Überwachung im Vergleich zur Überwachung der MOSFETs weniger zeitkritisch.

4.2.1 U_{DS} -Überwachung

Der primäre Schutz der MOSFETs ist bei der gewählten Schaltung in die Treiber integriert (Bild 4-7). Der grau hinterlegte Teil zeigt den Funktionsumfang des verwendeten Treiberbausteins, der mit externen Bauteilen beschaltet ist.

Eine Größe, die den Zustand des MOSFETs beschreibt, ist die Spannung über den Anschlüssen Drain und Source U_{DS} .

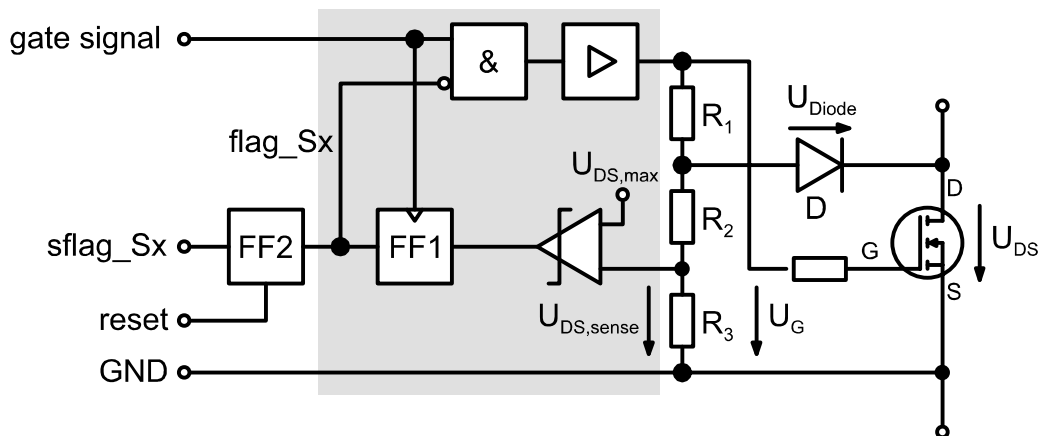


Bild 4-7. Funktionales Blockschaltbild der Gate-Treiberschaltung mit U_{DS} -Überwachung

Sperrt der MOSFET oder ist er unterbrochen, entspricht U_{DS} der äußeren Beschaltung: Beim Wechselrichter werden die MOSFETs einer Brücke immer abwechselnd eingeschaltet. D. h. am sperrenden MOSFET liegt die Batteriespannung U_{Batt} vermindert um die Durchlassspannung des leitenden MOSFETs an.

Leitet der MOSFET, ist $U_{DS} = R_{DS,on} \cdot I_D$, wenn $I_D > 0$, bzw. $U_{DS} = -U_{Dr}$ (Durchlassspannung der Rückwärtsdiode), wenn $I_D < 0$, wobei U_{DS} hier sehr viel kleiner ist als im sperrenden Zustand.

Betrachtet man U_{DS} für die Zeit, in der der MOSFET leitet, bekommt man ein skaliertes Abbild des Schalterstroms. Das kann für eine Überstromerkennung genutzt werden. Die Diode D sorgt dafür, dass die Spannung U_{DS} nur dann gemessen wird, wenn der MOSFET leitet. In Tabelle 4-3 sind die Werte zusammengefasst, die $U_{DS,sense}$ in Abhängigkeit vom Ansteuersignal und dem Leitzustand der MOSFETs annehmen kann.

Liegt am Gate ein Ansteuersignal $U_{G,on}$ an, wird der MOSFET eingeschaltet. Damit wird auch die Diode D leitend und am Spannungsteiler R_2, R_3 liegt U_{DS}

an. Der Überstrom wird dadurch angezeigt, dass $U_{DS,sense} > U_{DS,max}$ wird. Wenn der Komparator auslöst, wird die Schutzschaltung aktiviert: Das Ansteuersignal wird sofort durch Umkippen des Flipflop FF1 über das Signal `flag_Sx` und das Und-Gatter verriegelt. Da diese Verschaltung durch den eingesetzten Treiberbaustein vorgegeben ist, wird ein zweites Flipflop FF2 gebraucht, das das Fehlersignal speichert (`sflag_Sx`). Während bereits das nächste Gate-Signal das Flipflop FF1 zurücksetzt, wird FF2 über den μ -Controller gesteuert.

Liegt kein Ansteuersignal an ($U_G = 0$), folgt daraus, dass der MOSFET sperrt. Die Diode D sieht keine Vorwärtsspannung und leitet nicht. Der Spannungsteiler R_1, R_2, R_3 liefert keine Spannung $U_{DS,sense}$.

Sollte der MOSFET trotz anliegendem Gatesignal nicht einschalten (Unterbrechung des MOSFETs oder kein Ansteuersignal durch Unterbrechung am Gate), kann die Diode D ebenfalls nicht leiten. Die Messspannung $U_{DS,sense}$ wird auch hier größer als der Grenzwert $U_{DS,max}$, das Ansteuersignal wird verriegelt und der Fehler wird gespeichert.

Der Kurzschluss des MOSFETs (Drain-Source) kann mit dieser Schaltung nicht erkannt werden. Das muss die Überwachungsschaltung für den zweiten MOSFET im Brückenweig leisten, wenn diese den Brückenweig kurzschließt.

Tabelle 4-3: $U_{DS,sense}$ in Abhängigkeit von Gateansteuerung und Leitzustand des MOSFETs (fette Schrift markiert Fehlerzustände im MOSFET)

	$U_G = 0$	$U_G = U_{G,on}$
MOSFET leitend	$U_{DS,sense} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot U_G = 0$	$U_{DS,sense} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot (U_{DS} + U_{Diode})$
MOSFET nicht leitend	$U_{DS,sense} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot U_G = 0$	$U_{DS,sense} = \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot U_{G,on}$

4.2.2 Strangstrom-Monitor

Der Strangstrom-Monitor vergleicht die gemessenen Strangströme mit den errechneten Sollwerten. Als erstes Indiz für eine Wicklungsunterbrechung wird geprüft, ob der Strom einer Phase gleich null ist (Bild 4-8). Ist der Sollwert für den Strangstrom dagegen ungleich null, wird eine Windungsunterbrechung erkannt. Das impliziert allerdings, dass die Fehlererkennung nicht möglich ist,

wenn der Sollwert auch null ist. In diesem speziellen Fall liegt aber keine Regelabweichung vor, der Fehler wirkt sich nicht auf den Antrieb aus.

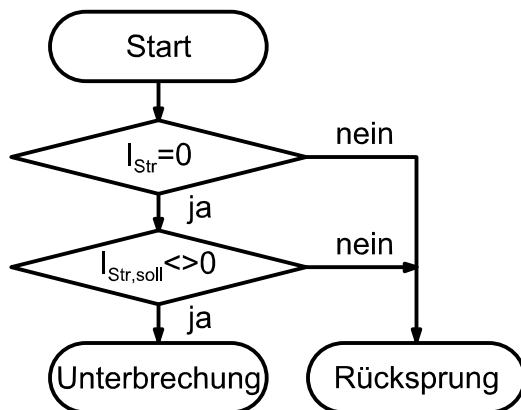


Bild 4-8. Ablauf Strangstrom-Monitor

Der Strom-Monitor reagiert wesentlich langsamer als die U_{DS} -Überwachung. Das ist darin begründet, dass er im μ -Controller implementiert ist. Allerdings ist die Reaktionszeit der elektrischen Zeitkonstante der Maschine angepasst.

4.3 Fehlerlokalisierung

Der Vergleich der Merkmale mit denen, die für den fehlerfreien Fall erwartet werden, liefert Symptome, die einen Fehler anzeigen [Ise96b].

Aus den Symptomen wiederum werden mit Hilfe einer Wissensbasis die Ursachen für Fehler bestimmt. Das geschieht mit Expertensystemen, die aus Regeln und Tabellen (z. B. in [Zha95], [Szc96], [Szc97]) oder in einfachen Fällen aus Boole'schen Logik-Entscheidungsbäumen aufgebaut sind (z. B. in [Kra99a]). Andere Ansätze bedienen sich moderner Methoden, wie Neuronale Netze, Fuzzy Logik oder Kombinationen aus beiden (z. B. in [Sch94], [Fil97], [Alt99]). Hier ist ein Kompromiss zwischen der wünschenswerten Genauigkeit und der erforderlichen Rechenzeit für die Erlangung des Ergebnisses zu schließen. Aus sicherheitstechnischer Sicht reicht häufig eine grobe Lokalisierung aus, die aber sehr schnell durchgeführt werden muss, um durch geeignete Maßnahmen einen weiteren Betrieb des Systems zu gewährleisten. Aus Sicht einer Werkstatt diagnose ist eine genauere Ursachenbeschreibung wünschenswert, wofür aber meistens mehr Zeit zur Verfügung steht.

Die Fehlerlokalisierung soll die Ursache für erkannte Fehler so genau bestimmen, dass eine angemessene Fehlerbehandlung durchgeführt werden kann. Bei dem hier vorgestellten Handkraftaktor ist es notwendig, den fehlerbehafteten Strang zu identifizieren um ihn abzuschalten. Ein Strang des Antriebs kann hier als ein Fehlerbereich aufgefasst werden, der als Einheit fehlerhaft oder intakt sein kann und der dementsprechend ausgegrenzt werden muss. Es wurde aber bereits gezeigt, dass auch nach dieser Fehlerausgrenzung noch Fehlzustände durch Kurzschlussströme vorliegen können. In Kapitel 5 wird erläutert, wie diese Kurzschlüsse mit Hilfe von Fehlerkompensierung toleriert werden können. Eine genauere Lokalisierung, wie in 4.3.2 beschrieben, kann zusätzlich als Basis für eine differenziertere Fehlerausgrenzung dienen. Diese ist hilfreich, wenn es wie bei großen Stromrichtern wirtschaftlich sinnvoll ist, einzelne Module des Wechselrichters auszuwechseln. Im Automobilbereich wird man einen defekten Wechselrichter dagegen komplett austauschen.

Der Strangstrom-Monitor identifiziert den unterbrochenen Strang im μ -Controller schon dadurch, dass die drei überwachten Ströme eindeutig einem Strang zugeordnet sind. Eine zusätzliche Fehlerlokalisierung erübrigt sich damit. Die U_{DS} -Überwachung arbeitet dagegen außerhalb des μ -Controllers. Die Informationsverarbeitung muss Fehlersignale zunächst erfassen um anschließend den Fehlerbereich auszugrenzen. Ein Teil dieser Informationsverarbeitung ist direkt bei den MOSFET-Treibern angeordnet und hat die Aufgabe, die zwölf Fehlersignale zu Botschaften zusammenzufassen und an das μ -Controllersystem zu übertragen. Bei der implementierten Ausführung wird zunächst als globale Fehlermeldung die Strangnummer übertragen, anschließend kann die Nummer des Treibers abgefragt werden, der den Fehler gemeldet hat. In Bild 4-9 ist der Ablauf der Fehlererkennung- und der Fehlerlokalisierungsroutine für einen Strang dargestellt. Es wurde im Beispiel angenommen, dass der Treiber von Schalter S3 einen Fehler gemeldet hat. Die folgenden Betrachtungen lassen sich sinngemäß auf die anderen drei Überwachungsschaltungen des Teilwechselrichters übertragen.

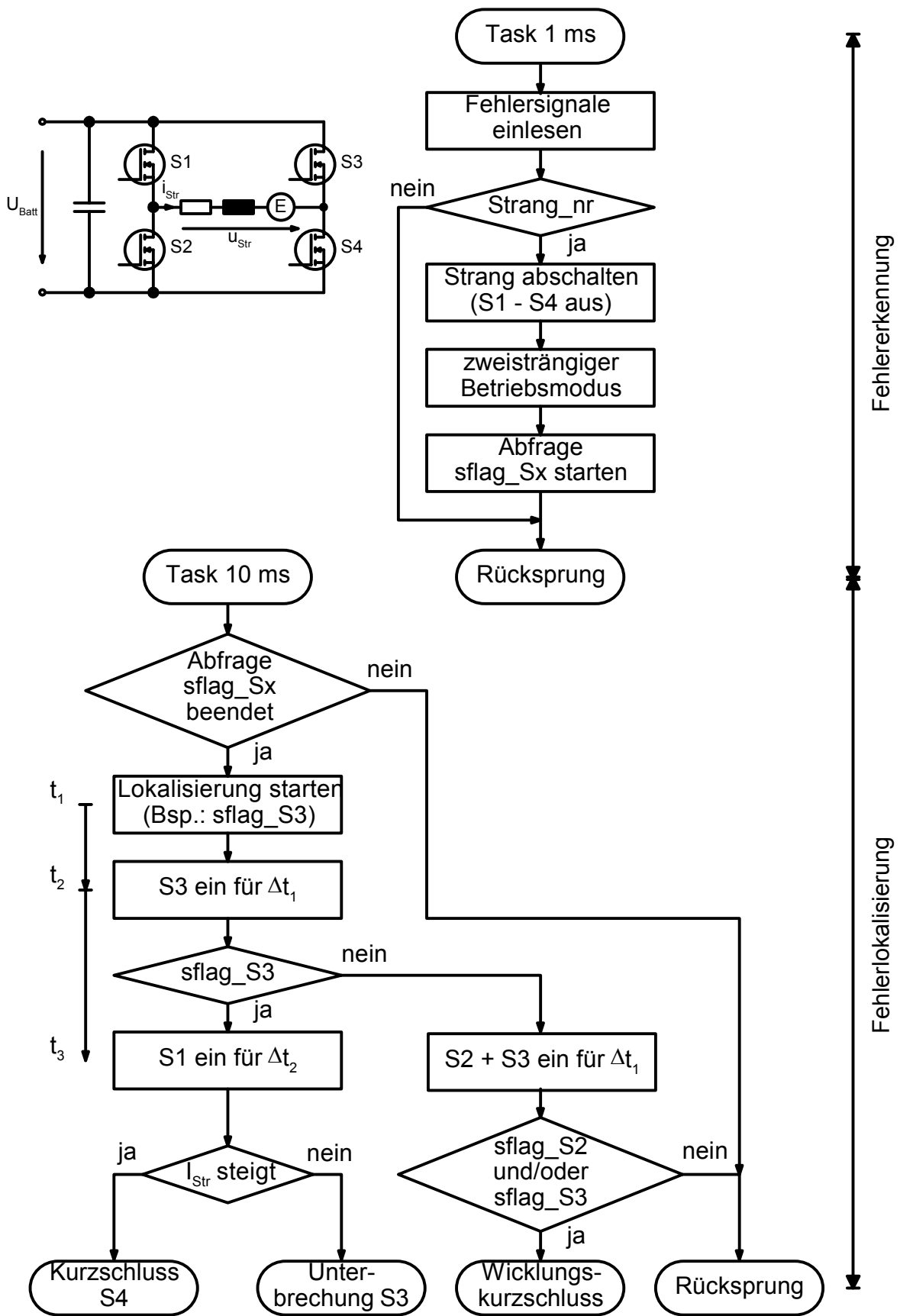


Bild 4-9. Ablaufdiagramm Fehleridentifizierung (Beispiel: sflag_S3 hat ausgelöst)

4.3.1 Erfassungsroutine

Im Zeitraster der schnellsten Task (1 ms) fragt der μ -Controller die Strangnummer ab. War ein Fehlersignal gesetzt, werden sofort alle Schaltsignale für die MOSFETs der betroffenen Brücke blockiert. Damit ist der Strang in der kürzest möglichen Zeit abgeschaltet. Der Antrieb wird in den zweisträngigen Betriebsmodus gebracht. Anschließend wird die Abfrage der Treibernummer (sflag_Sx) gestartet. Der Ablauf der Ausgabe von Strangnummer und Treibernummer wird ebenfalls in der 1 ms-Task gesteuert und benötigt vier aufeinander folgende Aufrufe.

4.3.2 Lokalisierungsroutine

Die U_{DS} -Überwachung kann prinzipiell einen Überstrom im MOSFET und eine Unterbrechung des MOSFETs erkennen. Der Überstrom kann dabei unterschiedliche Ursachen haben, weiterhin kann nie die Fehlfunktion der Überwachungsschaltung selbst ausgeschlossen werden. Um zwischen diesen Möglichkeiten unterscheiden zu können, wird auf dem μ -Controller die Lokalisierungsroutine gestartet. Sie ist weniger zeitkritisch und wird in einer zyklischen Task, für die ein Zeitraster von 10 ms gewählt wurde, abgearbeitet. Ist jetzt wie im Beispiel das Fehlersignal sflag_S3 gesetzt, sind fünf verschiedene Fehlerursachen möglich:

- 1) Unterbrechung des MOSFETs S3
- 2) Überstrom aufgrund eines Kurzschlusses des MOSFETs S4
- 3) Überstrom aufgrund eines Wicklungsschlusses
- 4) Überstrom wegen Überlastung des Antriebs
- 5) Fehlfunktion der Fehlererkennungsschaltung (Störung)

zu 1) und 2) Unterbrechung des MOSFETs S3 – Überstrom aufgrund eines Kurzschlusses des MOSFETs S4

Um eine Unterbrechung des Schalters lokalisieren zu können, wird in einem ersten Test der MOSFET, dessen Überwachungsschaltung ausgelöst hat (S3), alleine für eine definierte, kurze Zeit Δt_l eingeschaltet. Bei einer Unterbrechung wird erwartet, dass das Fehlersignal sflag_S3 wieder gesetzt wird. Das Fehler-signal sflag_S3 würde aber auch wieder gesetzt, wenn der zweite MOSFET im Wechselrichterzweig (S4) kurzgeschlossen wäre. Für die Unterscheidung ist ein weiterer Test vorgesehen: Der MOSFET S1, der auf gleichem Potenzial wie S3

liegt, wird für eine definierte Zeit Δt_2 eingeschaltet. Hat der MOSFET S4 einen Kurzschluss, steigt der Strangstrom jetzt über den Pfad S1 – Wicklung – S4 an. War der Fehler die Unterbrechung von S3, fließt bei diesem Test kein Strom im Wechselrichterzweig. Die Einschaltdauer Δt_2 für S1 muss so groß sein, dass sich zwar ein messbarer Strom in der Stranginduktivität aufbauen kann, dessen Einfluss sich aber am Lenkrad nicht spürbar auswirkt.

zu 3) Überstrom aufgrund eines Wicklungsschlusses

Bei Überstrom aufgrund eines Wicklungskurzschlusses fließt ein Kurzschlussstrom, sobald eines der MOSFET-Paare S1/S4 oder S2/S3 eingeschaltet wird. Hier interessiert nur die Kombination mit dem Schalter, dessen U_{DS} -Überwachung einen Fehler gemeldet hatte (S2/S3). Der erste Test mit dem kurzen Einschalten von S3 schlägt bei Wicklungskurzschluss fehl, weil allein über S3 kein Strom fließen kann. Deshalb wird in dem nächsten Test noch einmal ein Wicklungskurzschluss provoziert, indem S2 und S3 kurz für Δt_1 eingeschaltet werden. Die U_{DS} -Überwachung von S2 und/oder S3 würde den Kurzschluss sofort wieder abschalten und die Fehlersignale sflag_S2 und/oder sflag_S3 würden den Fehler anzeigen.

zu 4) Überstrom wegen Überlastung des Antriebs

Zu große Strangströme wegen Überlastung des Antriebs können auch dazu führen, dass die U_{DS} -Überwachung anspricht und ein Fehlersignal setzt. Hier erfüllt die U_{DS} -Überwachung ihre primäre Aufgabe, Schaden im Wechselrichter zu vermeiden. Folglich kann eine Fehleridentifizierung für Schäden in Maschine und Wechselrichter nicht funktionieren, was sich dadurch äußert, dass bei den Tests kein weiteres Fehlersignal gesetzt wird.

zu 5) Fehlfunktion der Fehlererkennungsschaltung (Störung)

Auch bei einer Fehlfunktion der Fehlererkennungsschaltung liegt der Fehler weder in der Leistungselektronik noch in der Maschine. Deshalb werden bei den Tests der Lokalisierungsroutine die Fehlersignale nicht erneut gesetzt. Ist die Fehlererkennungsschaltung für S3 allerdings dauerhaft gestört, wird das Fehlersignal als Kurzschluss von S4 fehlinterpretiert. Für den Antrieb bedeutet das den Übergang in den zweisträngigen Betrieb, hat aber keine zusätzlichen Auswirkungen.

4.4 Beispiele

In diesem Abschnitt wird der zeitliche Ablauf der Fehlerdiagnose anhand von Messergebnissen dargestellt und erläutert. Durch gezielte Fehleraufschaltung werden die Fehlererkennung und die Fehlerlokalisierung aktiviert. Als Beispiele dienen der Kurzschluss eines Leistungshalbleiters und der Wicklungskurzschluss. Sie sind in Bezug auf die Reaktionszeiten besonders kritisch, da der Zwischenkreis betroffen sein könnte.

4.4.1 Kurzschluss eines Leistungshalbleiters

Bild 4-10 zeigt die Strangströme und das Fehlersignal `flag_S3` bei Kurzschluss des Schalters S4. Zum Zeitpunkt $t = 50 \mu\text{s}$ wird der Kurzschluss in S4 durch das Einschalten von Schalter S3 aufgedeckt:

Der Zwischenkreis wird über S3 und S4 kurzgeschlossen, der Kurzschlussstrom veranlasst die U_{DS} -Überwachung, S3 sofort auszuschalten und das Fehlersignal `flag_S3` zu setzen. Da der Kurzschlussstrom nur über S3 und S4 fließt, wird er im Strangstrom von Strang a nicht abgebildet.

Innerhalb der nächsten Millisekunde wird die Task „Fehlererkennung“ gestartet (oberer Teil von Bild 4-9), und alle vier Schalter von Strang a werden ausgeschaltet. Im Beispiel von Bild 4-10 geschieht das zum Zeitpunkt $t = 110 \mu\text{s}$, wenn das Fehlersignal `flag_S3` zurückgesetzt wird. Außerdem wird zur selben Zeit in den zweisträngigen Betriebsmodus umgeschaltet. In diesem Modus werden die Ströme in den Strängen b und c so eingestellt, dass das gewünschte Drehmoment von nur zwei Phasen aufgebracht wird. Der Übergang in den zweisträngigen Betrieb dauert ca. $100 \mu\text{s}$.

Der Ablauf der Fehlerlokalisierungsroutine (unterer Teil von Bild 4-9) für einen Kurzschluss des Leistungshalbleiters wird in Bild 4-11 veranschaulicht. Der Kurzschluss tritt zum Zeitpunkt $t_{\text{F}} = 5 \text{ ms}$ auf.

In diesem Beispiel wird die Lokalisierungsroutine zum Zeitpunkt $t_1 = 8 \text{ ms}$ gestartet und erkennt, dass `sflag_S3` gesetzt ist. Zu diesem Zeitpunkt ist Strang a bereits durch die Fehlererkennungsroutine abgeschaltet und der Antrieb wird im zweisträngigen Modus betrieben. Entsprechend des Identifizierungsalgorithmus wird Leistungshalbleiter S3 10 ms später bei t_2 erneut eingeschaltet. Dadurch wird `sflag_S3` wieder gesetzt. Beim nächsten Taskaufruf wird Leistungshalblei-

ter S1 bei t_3 eingeschaltet. Da der Strom in Strang a ansteigt, ist der Kurzschluss von Schalter S4 identifiziert.

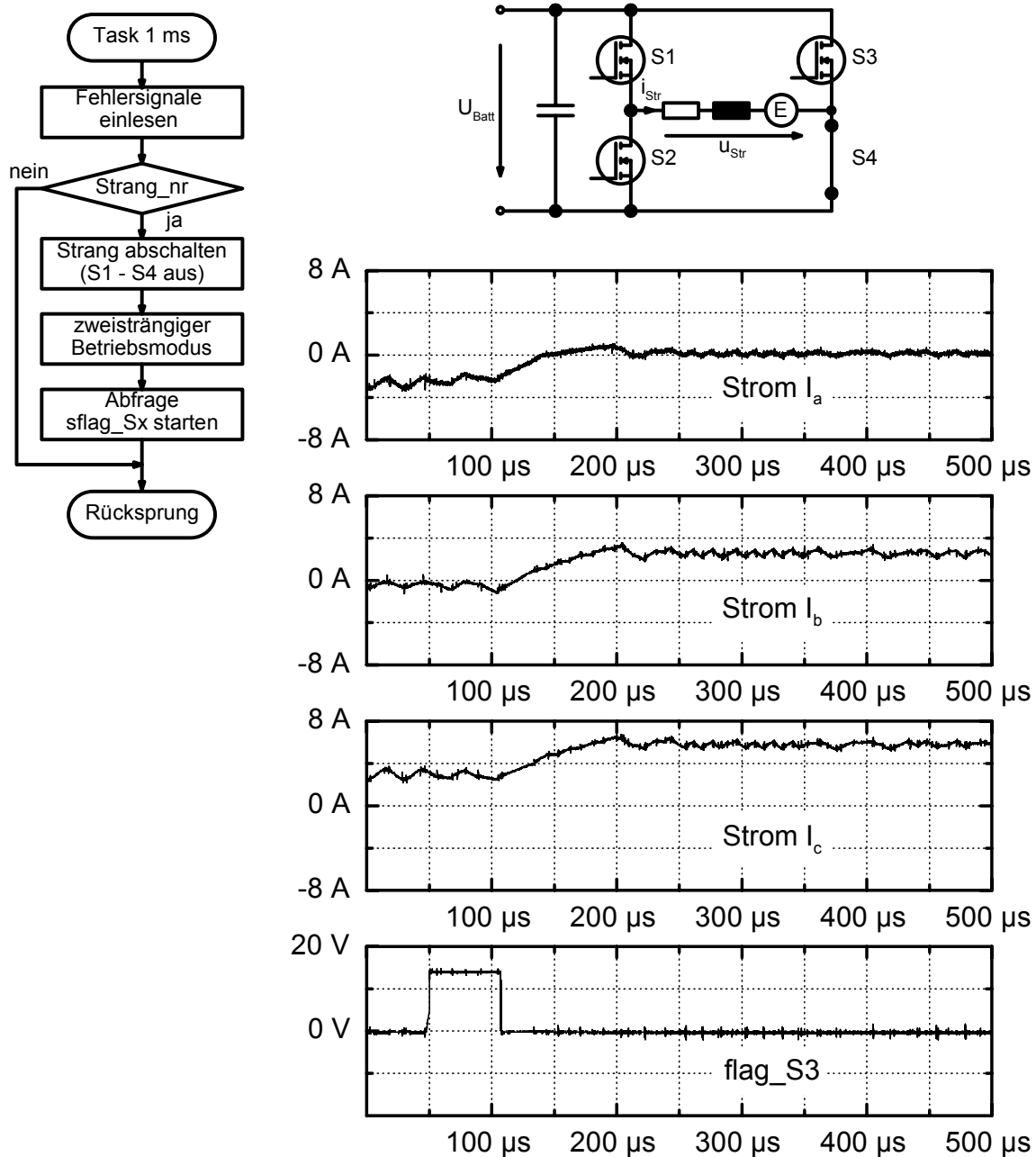


Bild 4-10. Fehlererkennung bei Kurzschluss des Leistungshalbleiters S4 von Strang a
($n = 0$, $m_{soll} = 5 \text{ Nm}$)

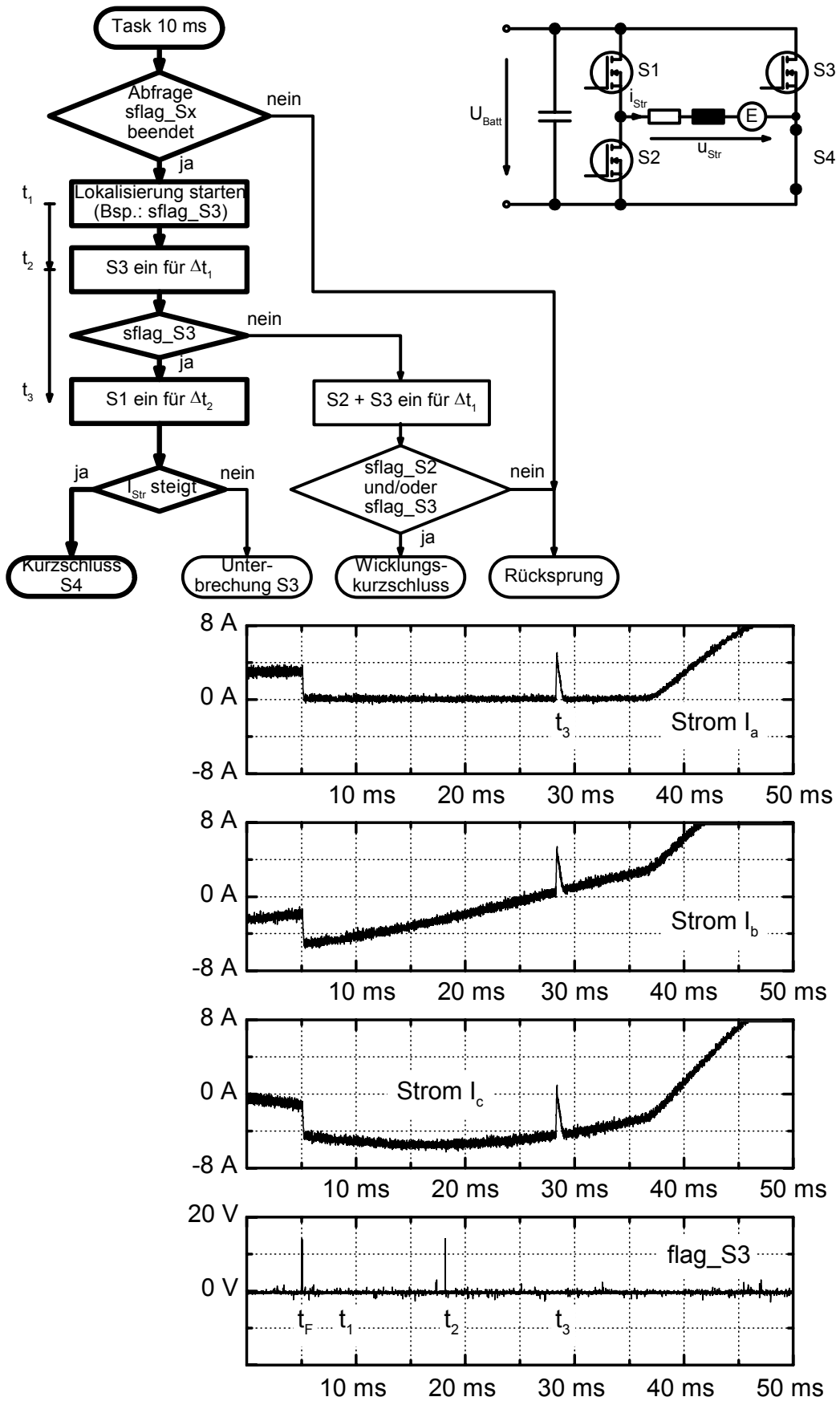


Bild 4-11. Fehlerlokalisierung bei Kurzschluss des Leistungshalbleiters S4 von Strang a ($n \sim 400^\circ/s$, $m_{soll} = 5 \text{ Nm}$; Fehlerpfad im Ablaufdiagramm durch fette Rahmen markiert)

Der „Teststrom“ in Strang a trägt einen Anteil zum Gesamtmotorstrom bei. Die Stromregler ($0\alpha\beta$ -Regler nach Kapitel 5) kompensieren jedoch diesen Teststrom in Strang a, indem sie die Strangströme in den Strängen b und c anpassen. Das begründet die Stromspitzen in den anderen beiden Strängen.

Ein weiterer Effekt kann in Bild 4-11 beobachtet werden: Bei $t = 37$ ms steigt der Strangstrom in Strang a wieder, obwohl der Strang abgeschaltet ist. Das liegt darin begründet, dass ein Kurzschlussstrom über S4 (Kurzschluss) und die Rückwärtsdiode von Schalter S2 von der Rotationsspannung getrieben wird. Auch hier kompensieren die $0\alpha\beta$ -Regler diesen Stromanteil, um das gewünschte Drehmoment einzustellen.

4.4.2 Kurzschluss einer Wicklung

Ein Beispiel für die Erkennung eines Wicklungskurzschlusses wird in Bild 4-12 gegeben. Der Kurzschluss tritt ungefähr bei $t = 50 \mu\text{s}$ ein. Die Stranginduktivität ist damit kurzgeschlossen, es sind nur noch die parasitären Induktivitäten in der Leistungselektronik und in den Zuleitungen wirksam.

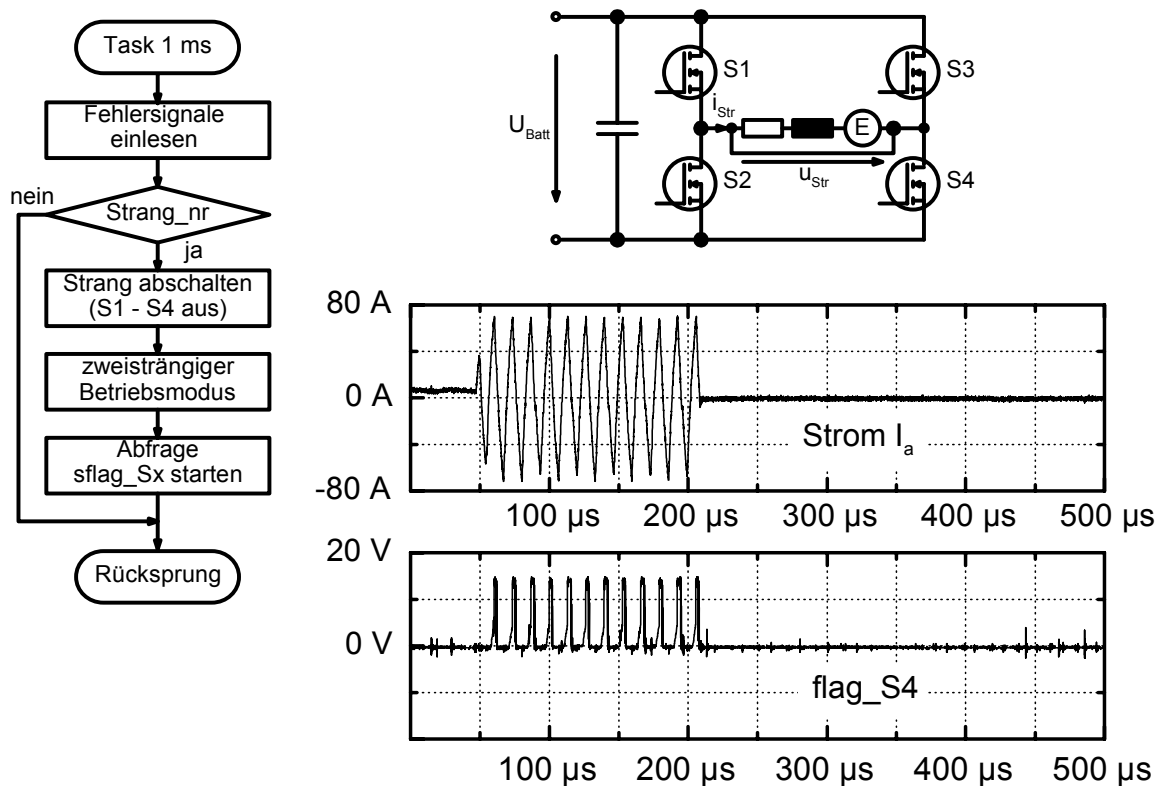


Bild 4-12. Fehlererkennung bei Kurzschluss der Wicklung von Strang a
($n = 0$, $m_{\text{soll}} = 5 \text{ Nm}$)

Eine überschlägige Abschätzung dieser Induktivität aus der Messung in Bild 4-12 ergibt einen Wert von ca. $2 \mu\text{H}$ (Stranginduktivität laut Datenblatt: $1,31 \text{ mH}$). Weil bei dem Versuchsaufbau eine Mindesteinschaltzeit zur Begrenzung der maximalen Schaltfrequenz der MOSFETs realisiert ist, verlässt der Strangstrom die vorgegebenen Hysteresegrenzen. Die Realisierung dieser Mindesteinschaltzeit ist nicht in den Treiberschaltungen nach Bild 4-7 enthalten, sondern ist Bestandteil der Schaltreglerkarten des Versuchsaufbaus (vgl. Kapitel 7.1). Lediglich die sehr schnelle U_{DS} -Überwachungsschaltung bietet hier den Überstromschutz.

Das Fehlersignal von Schalter S4, `flag_S4`, zeigt den Überstrom an und der Schalter S4 wird abgeschaltet. Gleiches passiert bei dem Schalter S1, über den der gleiche Strom fließt. Die Freilaufdioden der Schalter S2 und S3 übernehmen zunächst den Strangstrom, der sich daraufhin mit der gleichen Änderungsgeschwindigkeit abbaut. Der Schaltregler will ebenfalls Schalter S2 und S3 einschalten, war aber anfangs durch die Mindesteinschaltzeit für S1 und S4 blockiert. Der Vorgang wiederholt sich nun mit gegengesetztem Vorzeichen. Der Strangstrom wechselt so zwischen einem oberen und einem unteren Grenzwert. Mit jedem neuen Schaltbefehl der Schaltregler wird das Fehlersignal zurückgesetzt. Da das zwischengespeicherte Fehlersignal `sflag_S4` nur jede Millisekunde vom μ -Controller eingelesen wird, wird der Strang a nicht sofort abgeschaltet, sondern erst nach einer Reaktionszeit, die vom Eintrittszeitpunkt des Kurzschlusses abhängt.

Die Fehlerlokalisierung für den Wicklungskurzschluss wird in Bild 4-13 gezeigt. Der oszillierende Strangstrom in Strang a bei $t_{\text{f}} = 5 \text{ ms}$ zeigt den Fehler an, der hier durch das Fehlersignal `flag_S4` an den μ -Controller gemeldet wird. Damit ändern sich die Bezeichnungen der Schalter und der Fehlersignale im Vergleich zum vorherigen Beispiel. Zu beachten ist, dass zur besseren Vergleichbarkeit der Strangströme nur ein Ausschnitt von $\pm 8 \text{ A}$ dargestellt ist. Der Kurzschlussstrom wächst aber, wie in Bild 4-12 dargestellt, auf ca. $\pm 75 \text{ A}$ an. Der Strang wird innerhalb von 1 ms von der Fehlererkennungsroutine abgeschaltet, und der Antrieb wechselt in den zweisträngigen Betrieb. Beim ersten Aufruf der 10 ms -Task bei t_0 ist das Einlesen der Treibernummer noch nicht beendet, und die Lokalisierungsroutine wird zunächst wieder verlassen.

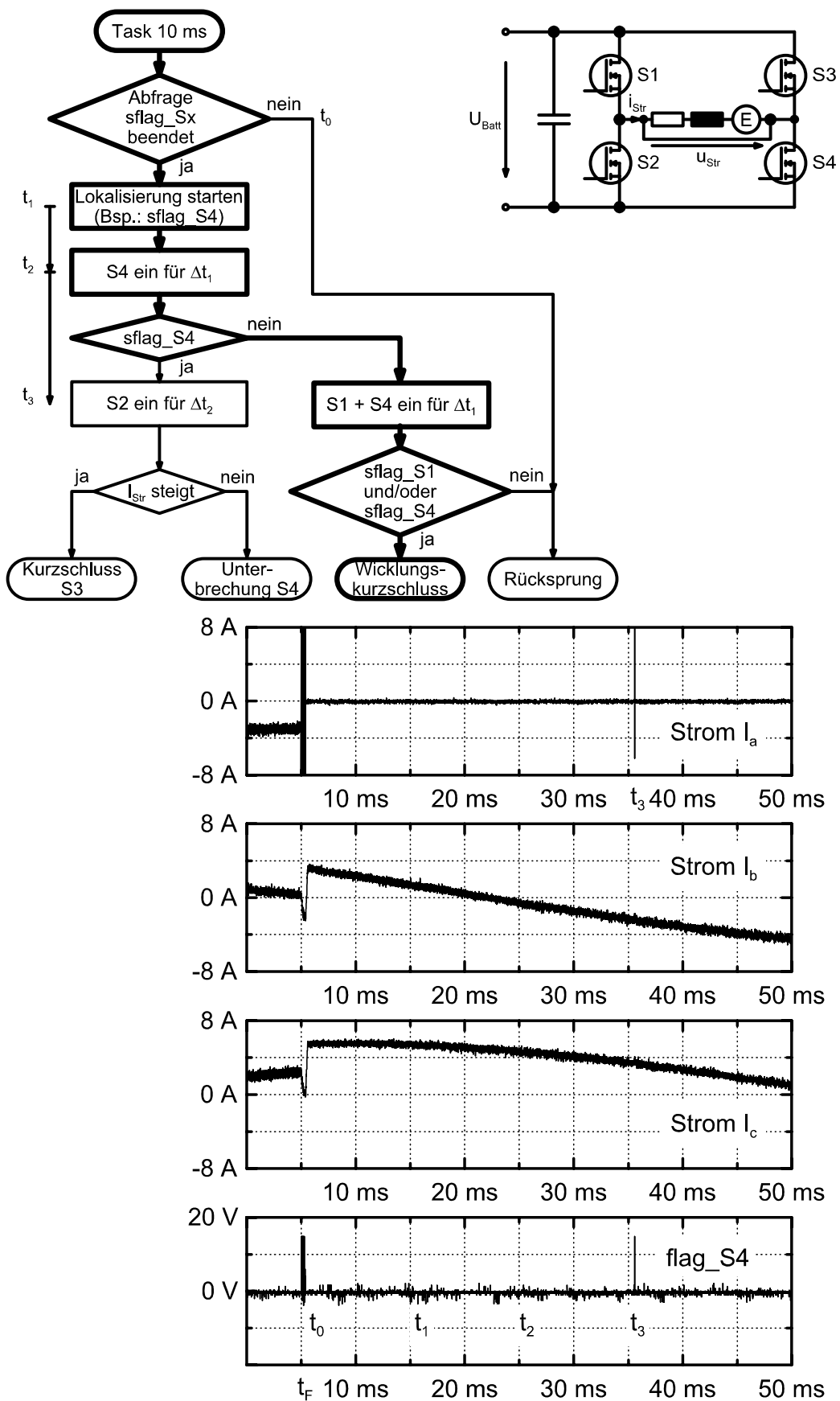


Bild 4-13. Fehlerlokalisierung bei Kurzschluss der Wicklung von Strang a ($n \sim 300/s$, $m_{soll} = 5 \text{ Nm}$; Fehlerpfad im Ablaufdiagramm durch fette Rahmen markiert)

Zum Zeitpunkt t_1 wird die Lokalisierung gestartet und 10 ms später bei t_2 wird der Schalter S4 wieder eingeschaltet. Da das Fehlersignal nicht wieder gesetzt wird, können eine Unterbrechung von S4 und ein Kurzschluss von S3 ausgeschlossen werden. Anschließend wird durch das Einschalten von S1 und S4 positive Versorgungsspannung U_{Batt} an den Strang a angelegt. Sofort steigt der Strangstrom, und das Fehlersignal $flag_S4$ wird zum Zeitpunkt $t_3 = 36$ ms wieder gesetzt. Somit ist der Wicklungskurzschluss im Strang a identifiziert.

Die beiden Beispiele zeigen die Wirksamkeit der Fehlererkennung und Fehlerlokalisierung. Allerdings wird bei dem Kurzschluss der Wicklung ein Nachteil der Treiberschaltung deutlich: Durch das Wiedereinschalten der MOSFETs auf den Kurzschluss, das bis zu eine Millisekunde wiederholt werden kann, besteht die Gefahr, dass zusätzlicher Schaden in der Wechselrichterbrücke entsteht.

Der Versuchsaufbau ist so robust (vgl. Kapitel 6.1), dass selbst ein 1 ms langer Stromimpuls von 75 A – eine deutlich höhere Belastung als die im Bild 4-12 gezeigte Pulsfolge – noch in der Safe-Operating-Area der MOSFETs läge. Bei einem optimierten Design der Leistungselektronik ist das nicht mehr zu erwarten. Bild 4-14 zeigt eine Modifizierung der Treiberschaltung, die das Wiedereinschalten der MOSFETs durch das Gatesignal auf einfache Weise unterbindet, indem das Reset-Signal nicht mehr an das Gate-Signal gekoppelt ist. Diese Schaltung ist mit den verwendeten MOSFET-Treibern jedoch nicht darstellbar.

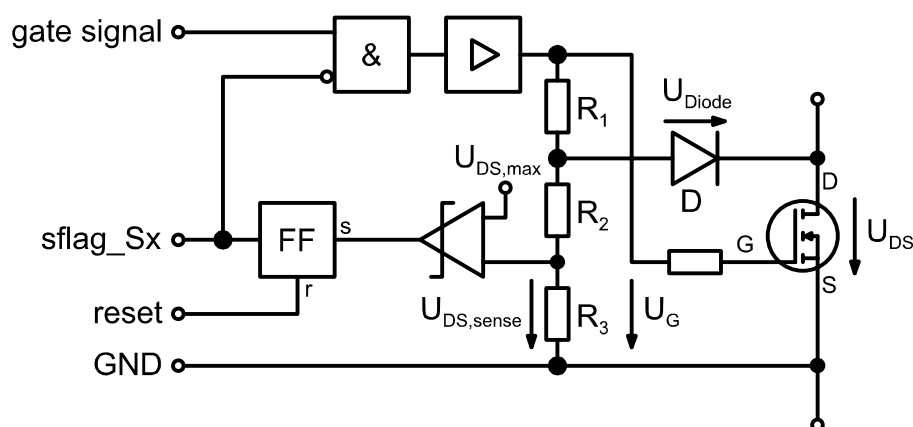


Bild 4-14. Funktionales Blockschaltbild der modifizierten Gate-Treiberschaltung mit U_{DS} -Überwachung

5 Regelung des fehlertoleranten Handkraftaktors

Die Aufgabe des Handkraftaktors ist es, jederzeit das vom Lenkungsregler geforderte Rückstellmoment $m_{Rück,soll}$ am Lenkrad einzustellen. Besonderen Wert wird hierbei auf die Gleichförmigkeit des Drehmoments gelegt. Um diese Aufgabe trotz möglicher Fehler im Handkraftaktor erfüllen zu können, wurde das in Kapitel 3 beschriebene Aktorkonzept gewählt. Die drei Stränge der Maschine können elektrisch unabhängig voneinander betrieben werden, so dass selbst bei Ausfall eines Strangs ein Drehfeld aufrechterhalten werden kann. Durch die unkonventionelle Verschaltung ist bereits für die fehlerfreie Maschine eine Erweiterung der üblichen Regelstrategie notwendig. Bei der fehlerhaften Maschine muss die Ansteuerung an den Fehler angepasst werden. Es zeigt sich, dass bei diesen Betriebszuständen eine deutlich wahrnehmbare Welligkeit des Drehmoments auftritt. Diese störenden Momentenbeiträge können zum einen von möglichen Kurzschlussströmen herrühren, zum anderen liegt die Ursache im unsymmetrischen Betrieb der Maschine begründet. Im ersten Teil dieses Kapitels wird die Stromregelung erläutert, der zweite Teil beschäftigt sich mit der Momentenregelung.

5.1 Stromregelung bei drei elektrisch unabhängigen Motorsträngen

In diesem Kapitel wird die Stromregelung für die besondere Maschinen- und Wechselrichtertopologie beschrieben. Zunächst wird die Nullkomponente im Signalflussplan der Maschine mit berücksichtigt und es wird erläutert, wie ihre geeignete Wahl den Einfluss von Fehlern im Antrieb kompensieren kann. Es wird gezeigt, wie sich dadurch die Strangströme ändern. Anschließend werden zwei Varianten zur Regelung vorgestellt. Die erste regelt die Ströme im ständerfesten $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem, die zweite basiert auf der Regelung der Strangströme.

5.1.1 Grundwellenmodell der PM-Synchronmaschine

Die permanentmagneterregte Synchronmaschine wird meistens als Grundwellenmodell im läuferfesten dq-Koordinatensystem beschrieben. Die Nullkomponente des Stroms kann bei Maschinen mit isoliertem Sternpunkt vernachlässigt werden, weil sie – bis auf die hier vernachlässigten kapazitiven

Verschiebungsströme zwischen Wicklung und Blechpaket – nach der Kirchhoff'schen Regel stets null ist.

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot (i_a + i_b + i_c) = 0 \quad (5-1)$$

Das dq-Modell beschreibt zwar auch eine Maschine mit elektrisch unabhängigen Strängen, allerdings nur unter der Voraussetzung, dass die Nullkomponente des Stroms durch geeignete Maßnahmen auf null gehalten wird. Für eine allgemeine Darstellung muss das Modell um die Nullkomponente erweitert werden.

Die Spannungsgleichungen lauten im 0dq-Koordinatensystem

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_0}{dt} &= u_0 - R \cdot i_0 \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= u_d - R \cdot i_d + \omega \cdot \psi_q \\ \frac{d\psi_q}{dt} &= u_q - R \cdot i_q - \omega \cdot \psi_d, \end{aligned} \quad (5-2)$$

dabei sind die Statorflüsse gegeben durch

$$\begin{aligned} \psi_0 &= L_0 \cdot i_0 \\ \psi_d &= \psi_{PM} + L_d \cdot i_d \\ \psi_q &= L_q \cdot i_q \end{aligned} \quad (5-3)$$

und das Drehmoment berechnet sich zu

$$m_{el} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d). \quad (5-4)$$

Dabei ist p die Polpaarzahl der Maschine.

Mit den mechanischen Gleichungen ist die permanentmagneterregte Synchronmaschine vollständig beschrieben.

$$\theta \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = (m_{el} - m_{Last})$$

$$\frac{d\gamma_m}{dt} = \omega_m \tag{5-5}$$

$$\gamma = \gamma_{el} = p \cdot \gamma_m$$

θ ist das Trägheitsmoment des Antriebs, ω_m die mechanische Winkelgeschwindigkeit des Rotors und m_{Last} das von außen wirkende Lastmoment. γ_m ist der mechanische, γ bzw. γ_{el} der auf ein Polpaar bezogene Rotorwinkel. Bild 5-1 zeigt den zugehörigen Signalflussplan.

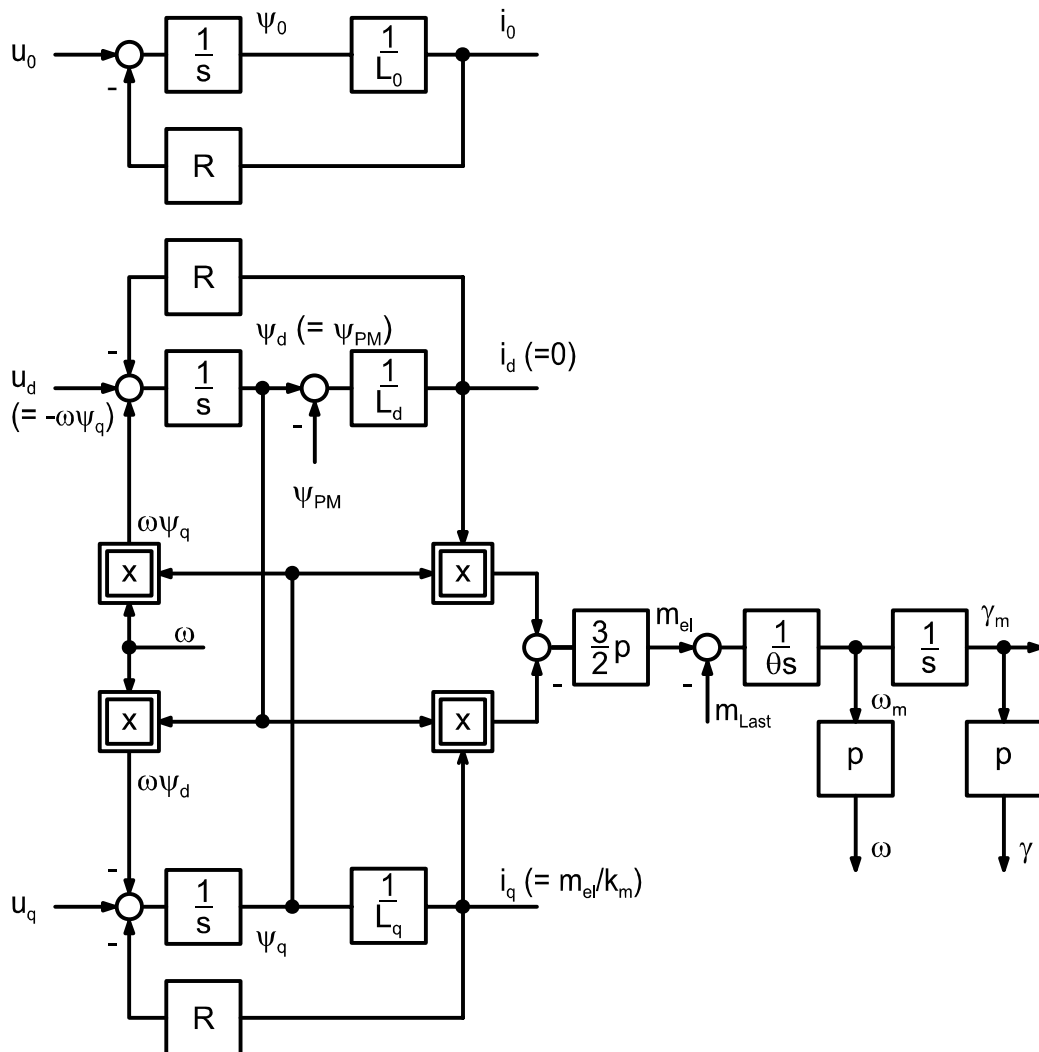


Bild 5-1. Signalflussplan der permanentmagneterregten Synchronmaschine

Wird für den Entwurf des Reglers die Bedingung $i_d = 0$ herangezogen, vereinfachen sich die Gleichungen 5-2 bis 5-4:

$$\begin{aligned}\psi_0 &= L_0 \cdot i_0 \\ \psi_d &= \psi_{PM} \\ \psi_q &= L_q \cdot i_q\end{aligned}\tag{5-6}$$

Damit folgt für die Spannungsgleichungen

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_0}{dt} &= u_0 - R \cdot i_0 \\ \frac{d\psi_d}{dt} &= 0 = u_d + \omega \cdot \psi_q \\ \frac{d\psi_q}{dt} + \frac{R}{L_q} \cdot \psi_q &= u_q - \omega \cdot \psi_{PM}.\end{aligned}\tag{5-7}$$

Das Moment ist jetzt nur noch vom Strom in der q-Achse abhängig:

$$m_{el} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \psi_{PM} \cdot i_q = k_m \cdot i_q\tag{5-8}$$

Mit $i_d = 0$ folgt aus der zweiten Gleichung in 5-9 die Steuerbedingung für die Spannung in der d-Achse

$$u_d = -\omega \cdot L_q \cdot i_q.\tag{5-9}$$

Das Moment wird über den Strom in der q-Achse geregelt.

Die Nullkomponente wird bei der konventionellen Maschine durch den Sternpunkt zu null gezwungen. Bei elektrisch unabhängigen Strängen wird der Strom für die fehlerfreie Maschine idealerweise auf null geregelt.

5.1.2 Wahl der Nullkomponente

Die geeignete Wahl der Nullkomponente hängt von der Präsenz und der Art des Fehlers im Aktor ab. In Kapitel 4 wurde ausgeführt, dass die Ansteuersignale aller Transistoren eines Stranges gesperrt werden, sobald ein Fehler erkannt ist. Trotzdem kann in diesem Strang ein beliebiger Fehlerstrom i_F fließen, bei Unterbrechungen existiert solch ein Fehlerstrom nicht ($i_F = 0$). Der Zusammenhang zwischen den Strangströmen und den Vorgaben aus dem 0dq-Maschinenmodell ist durch folgendes Gleichungssystem gegeben:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{0,soll} \\ i_{d,soll} \\ i_{q,soll} \end{bmatrix} \quad (5-10)$$

Mit den Steuerbedingungen aus dem vorangegangenen Unterkapitel sind die d- und die q-Komponente festgelegt:

$$\begin{aligned} i_{d,soll} &= 0 \\ i_{q,soll} &= \frac{1}{k_m} \cdot m_{Rück,soll} \end{aligned} \quad (5-11)$$

Damit ist das Gleichungssystem noch unbestimmt, eine dritte Größe muss festgelegt werden.

Für den fehlerfreien Betrieb des Aktors wählt man $i_{0,soll} = 0$, da die Nullkomponente des Stroms keinen Beitrag zum Drehmoment liefert, aber ohmsche Verluste verursacht. Dieses Vorgehen entspricht dem symmetrischen, dreisträngigen Betrieb der Maschine mit isoliertem Sternpunkt.

Bei Fehlern in einem Strang ist die dritte Größe durch den Fehlerstrom festgelegt, der auch null sein kann. Damit ist auch die Nullkomponente bestimmt. Die Wahl der Nullkomponente ist in der folgenden Tabelle 5-1 in Abhängigkeit vom Fehlermodus aufgelistet. Die Herleitung der Terme ist im Anhang A4 dargestellt. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass bei der vorgeschlagenen Regelstrategie das Drehmoment, das bei dem zugrunde liegenden Maschinen-

modell allein von der q-Komponente bestimmt wird, unbeeinflusst bleibt. Allerdings wird in Unterkapitel 5-2 gezeigt, dass die Gültigkeit des Grundwellenmodells im zweisträngigen Betrieb eingeschränkt ist.

Tabelle 5-1. Stromsollwerte in Abhängigkeit von dem Fehlermodus

Fehler	$i_{0,soll}$	$i_{d,soll}$	$i_{q,soll}$
kein Fehler	0	0	$1/k_m \cdot m_{Rück,soll}$
Strang a ($i_a = i_F$)	$\sqrt{2} \cdot (i_F + i_{q,soll} \sin \gamma)$	0	$1/k_m \cdot m_{Rück,soll}$
Strang b ($i_b = i_F$)	$\sqrt{2} \cdot \left(i_F + i_{q,soll} \sin \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right)$	0	$1/k_m \cdot m_{Rück,soll}$
Strang c ($i_c = i_F$)	$\sqrt{2} \cdot \left(i_F + i_{q,soll} \sin \left(\gamma - \frac{4\pi}{3} \right) \right)$	0	$1/k_m \cdot m_{Rück,soll}$

5.1.3 Strangströme bei Ausfall eines Strangs

Der symmetrische, dreisträngige Betrieb der Maschine ist dadurch gekennzeichnet, dass die Strangströme sinusförmig und um $2\pi/3$ gegeneinander verschoben sind. Bei Ausfall eines Strangs, dem zweisträngigen Betrieb, gilt das nicht mehr.

Tabelle 5-2. Strangströme in Abhängigkeit von dem Fehlermodus

Fehler	i_a	i_b	i_c
kein Fehler	$-i_{q,soll} \cdot \sin \gamma$	$-i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right)$	$-i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{4\pi}{3} \right)$
Strang a ($i_a = i_F$)	i_F	$i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{5\pi}{6} \right)$	$i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{7\pi}{6} \right)$
Strang b ($i_b = i_F$)	$i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{11\pi}{6} \right)$	i_F	$i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{9\pi}{6} \right)$
Strang c ($i_c = i_F$)	$i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{\pi}{6} \right)$	$i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{3\pi}{6} \right)$	i_F

In Kapitel 5.1.2 wurde bereits der Zusammenhang zwischen den Größen im 0dq-Koordinatensystem und den Stranggrößen dargestellt (Gleichung 5-10). Mit den Sollwerten für die Nullkomponente aus Tabelle 5-1 ergeben sich die Strangströme – sie sind in Tabelle 5-2 zusammengefasst. Der Ausdruck i_F bezeichnet wieder den Fehlerstrom in dem betroffenen Strang, er entfällt bei Unterbrechungen ($i_F = 0$).

Deutlich wird, dass die Amplitude der Strangströme, abgesehen vom Fehlerstrom i_F , im Fehlerfall um den Faktor $\sqrt{3}$ wächst, während die Phasenverschiebung auf $\pi/3$ schrumpft. Die Phasenverschiebung in den Strängen ändert sich vielmehr um $\pm \pi/6$ bezogen auf den symmetrischen, dreisträngigen Betrieb.

5.1.4 Raumzeigerdarstellung der Ausgangsspannung des Wechselrichters

Die vorgeschlagene Wechselrichtertopologie verfügt über drei einphasige Vollbrücken, an die jeweils ein Motorstrang angeschlossen ist. Der Schaltzustand des Wechselrichters setzt sich aus den Schaltzuständen der Teilwechselrichter zusammen $S_k = (S_a, S_b, S_c)$. Diesen Schaltzuständen entspricht ein Spannungsraumzeiger \underline{u}_k .

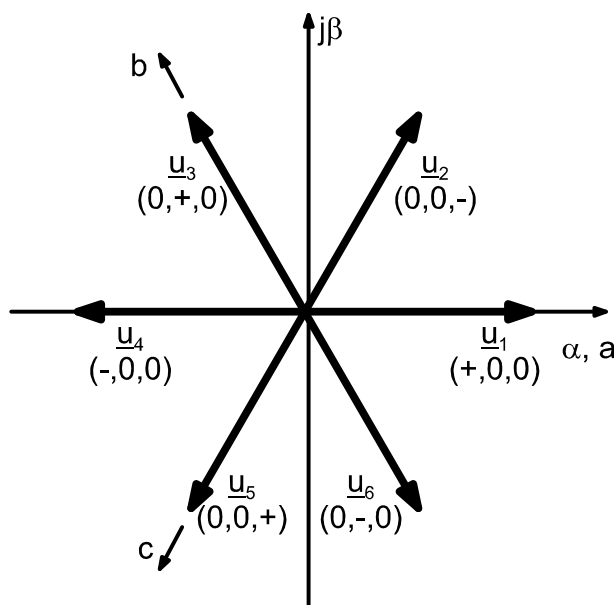


Bild 5-2. Grundspannungsraumzeiger des Wechselrichters

Die Schaltzustände der Teilwechselrichter sind unabhängig voneinander einstellbar. Jeder Strang kann einen der drei Schaltzustände $S_{str} \in (+, -, 0)$ annehmen.

Dabei bedeute der Schaltzustand

$$+ : U_{str} = U_{Batt},$$

$$- : U_{str} = -U_{Batt} \text{ und}$$

$$0 : U_{str} = 0$$

Der Wechselrichter mit drei einphasigen Vollbrücken kann demnach 27 verschiedene Schaltzustände annehmen. Von diesen Kombinationen sind die sechs Grundspannungsraumzeiger von besonderer Bedeutung. Sie zeichnen sich dadurch aus, dass jeweils nur in einem Strang eine von null verschiedene Spannung angelegt wird. Durch Addition der Grundspannungsraumzeiger lassen sich die übrigen Kombinationen darstellen.

Die Grundspannungsraumzeiger können als komplexe Größen beschrieben werden:

$$\underline{u}_k = U_{Batt} \cdot e^{j(k \cdot \pi/3 - \pi/3)} \text{ mit } k = 1, \dots, 6 \quad (5-12)$$

Die Addition des rechts und links benachbarten Grundspannungsraumzeigers ergibt wieder den Raumzeiger selbst:

$$\underline{u}_{k-1,k+1} = \underline{u}_{k-1} + \underline{u}_{k+1} = \underline{u}_k = U_{Batt} \cdot e^{j(k \cdot \pi/3 - \pi/3)} \quad (5-13)$$

Der Index sei $(k-1) := 6$ für $k=1$ und $(k+1) := 1$ für $k=6$. Die zugehörigen Schaltzustände sind in Tabelle 5-3 zusammengefasst.

Tabelle 5-3. Grundspannungsraumzeiger und mögliche Schaltzustände

Spannungsraumzeiger	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6
Schaltzustand	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
$S_k = (S_a, S_b, S_c)$	(+,0,0)	(0,0,-)	(0,+,0)	(-,0,0)	(0,0,+)	(0,-,0)
	$S_{6,2}$	$S_{1,3}$	$S_{2,4}$	$S_{3,5}$	$S_{4,6}$	$S_{5,1}$
	(0,-,-)	(+,+,0)	(-,0,-)	(0,+,+)	(-,-,0)	(+,0,+)

Es existiert demnach jeweils ein alternativer Schaltzustand, um einen Grundspannungsraumzeiger darzustellen.

Die Addition zweier benachbarter Grundspannungsraumzeiger liefert Raumzeiger der Art:

$$\underline{u}_{k,k+1} = \underline{u}_k + \underline{u}_{k+1} = \sqrt{3} \cdot U_{Batt} \cdot e^{j \cdot (k \cdot \pi/3 - \pi/6)} \quad (5-14)$$

Tabelle 5-4. Summe zweier benachbarter Spannungsraumzeiger mit Schaltzuständen

Spannungsraumzeiger	$\underline{u}_{1,2}$	$\underline{u}_{2,3}$	$\underline{u}_{3,4}$	$\underline{u}_{4,5}$	$\underline{u}_{5,6}$	$\underline{u}_{6,1}$
Schaltzustand	$S_{1,2}$	$S_{2,3}$	$S_{3,4}$	$S_{4,5}$	$S_{5,6}$	$S_{6,1}$
$S_k = (S_a, S_b, S_c)$	(+,0,-)	(0,+,-)	(-,+,0)	(-,0,+)	(0,-,+)	(+,-,0)

Werden drei benachbarte Grundspannungsraumzeiger addiert, haben die zusammengesetzten Raumzeiger die doppelte Länge:

$$\underline{u}_{k-1,k,k+1} = \underline{u}_{k-1} + \underline{u}_k + \underline{u}_{k+1} = 2 \cdot \underline{u}_k = 2 \cdot U_{Batt} \cdot e^{j \cdot (k \cdot \pi/3 - \pi/3)} \quad (5-15)$$

Tabelle 5-5. Summe dreier benachbarter Spannungsraumzeiger mit Schaltzuständen

Spannungsraumzeiger	$\underline{u}_{6,1,2}$	$\underline{u}_{1,2,3}$	$\underline{u}_{2,3,4}$	$\underline{u}_{3,4,5}$	$\underline{u}_{4,5,6}$	$\underline{u}_{5,6,1}$
Schaltzustand	$S_{6,1,2}$	$S_{1,2,3}$	$S_{2,3,4}$	$S_{3,4,5}$	$S_{4,5,6}$	$S_{5,6,1}$
$S_k = (S_a, S_b, S_c)$	(+,-,-)	(+,+,-)	(-,+,-)	(-,+,+)	(-,-,+)	(+,-,+)

Für den Nullraumzeiger gibt es drei mögliche Schaltzustände. Damit sind die 27 Kombinationen vollständig:

$$S_0 = S_{1,3,5} = (+,+,+) \text{ bzw. } \underline{u}_0 = \underline{u}_1 + \underline{u}_3 + \underline{u}_5$$

$$S_0 = S_{2,4,6} = (-,-,-) \text{ bzw. } \underline{u}_0 = \underline{u}_2 + \underline{u}_4 + \underline{u}_6$$

$$S_0 = (0,0,0)$$

Bei Ausfall eines Strangs reduziert sich die Anzahl der möglichen Kombinationen für den zweisträngigen Wechselrichter auf neun: Die Grundspannungsraumzeiger können jeweils nur noch auf genau eine Art gebildet werden. Die Kombination zweier benachbarter Grundspannungsraumzeiger zu Zeigern der Länge $\sqrt{3} \cdot U_{Batt}$ ist nur noch in zwei Fällen möglich. Die Lage dieser beiden Zeiger hängt zudem vom Ort des Fehlers ab. Die Kombinationen aus drei benachbarten

Raumzeigern sind ausfallbedingt nicht mehr möglich. Der Nullraumzeiger muss durch den Schaltzustand 0 in den beiden intakten Strängen gebildet werden.

5.1.5 Schaltregler im ständerfesten $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem

Eine Möglichkeit, den Antrieb zu regeln, besteht darin, Schaltregler im ständerfesten $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem zu verwenden. Die Regelung der $\alpha\beta$ -Größen hat den Vorteil, dass sich die Fehler nur in der Nullkomponente abbilden, nicht aber in den $\alpha\beta$ -Komponenten. Die Fehler werden in der Schalttabelle berücksichtigt. Das Verfahren wurde in [Kaz91] vorgestellt und um die Regelung der Nullkomponente und die Fehlerzustände erweitert [Kra99b].

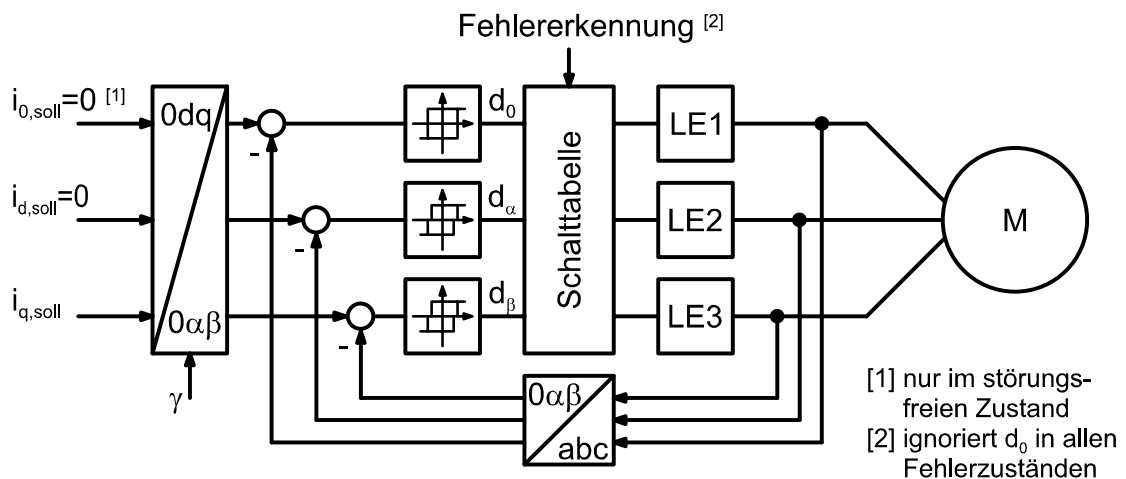


Bild 5-3. Schaltregler im ständerfesten $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem

Das Blockschaltbild des Reglers ist in Bild 5-3 dargestellt. Die Sollwerte werden durch Transformation der Vorgabe des momentenbildenden Stroms in der q-Achse gebildet:

$$\begin{bmatrix} i_{0,soll} \\ i_{\alpha,soll} \\ i_{\beta,soll} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{0dq,0\alpha\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{0,soll} \\ i_{d,soll} \\ i_{q,soll} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{0dq,0\alpha\beta} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{q,soll} \end{bmatrix} \quad (5-16)$$

Damit erhält man die einfachen Ausdrücke

$$\begin{aligned} i_{0,soll} &= 0 \\ i_{\alpha,soll} &= -i_{q,soll} \cdot \sin \gamma \\ i_{\beta,soll} &= i_{q,soll} \cdot \cos \gamma \end{aligned} \quad (5-17)$$

Für den Soll-/Istwertvergleich müssen die Strangströme des Motors in orthogonale Werte umgerechnet werden. Die Transformationsvorschrift ist im Anhang A.3.2 aufgeführt.

Die Regelabweichung wird komponentenweise mit Hysterese-Komparatoren verglichen, mit deren Ausgängen aus einer Schalttabelle die erforderlichen Schaltbefehle für die Teilwechselrichter LE1, LE2, LE3 bestimmt werden. In der Schalttabelle wird auch die Information über den Fehlerzustand des Antriebs verarbeitet. Die Komparatoren für die α - und β -Komponente sind dreistufig ausgelegt. Der Komparator für die 0-Komponente muss lediglich zweistufig sein.

Die dreistufigen Komparatoren nach Bild 5-4 können neben den beiden aktiven Zuständen -1 und 1 auch den Zustand 0 einnehmen. Die Zustände wechseln entweder in dem oberen Umlauf zwischen 1 und 0 oder in dem unteren Umlauf zwischen -1 und 0 innerhalb der Hysteresebreite $2H$. Ein Wechsel zwischen den beiden Umläufen erfolgt über die äußere Hystereseschwelle $H + \Delta H$ bzw. $-H - \Delta H$.

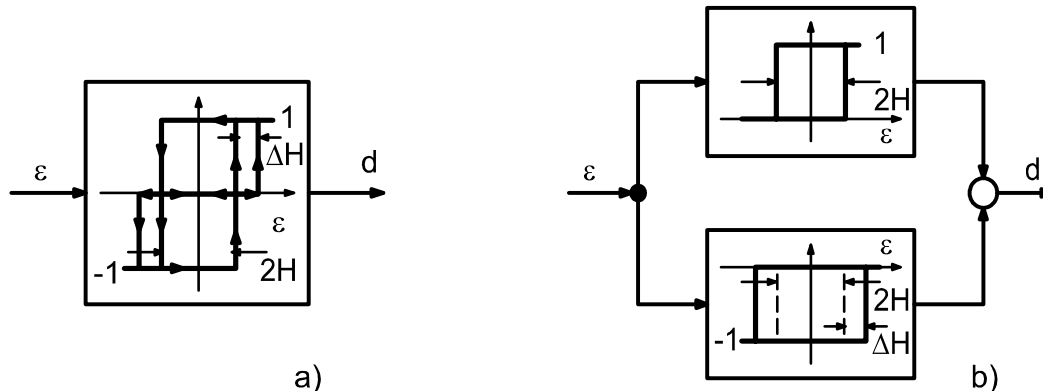


Bild 5-4. Dreistufige Hysterese-Komparatoren – a) idealisiert, b) praktische Realisierung

Zum Verständnis des Ablaufs stelle man sich vor, dass der Fehler ε und der Komparatorausgang d zu Beginn Null seien. Der Fehler wachse nun bis zur Schwelle H . Daraufhin schaltet der Komparatorausgang auf $d = 1$ und löst damit eine Schalthandlung im Wechselrichter aus, die den Fehler ε wieder aktiv verkleinert. Damit läuft man auf dem oberen Ast des oberen Umlaufs wieder nach links, bis die untere Schwelle $-H$ erreicht wird. Der Komparator schaltet daraufhin auf $d = 0$, womit ein inaktiver Schaltzustand im Wechselrichter ausgelöst wird. Der weitere Verlauf ist davon abhängig, wie sich der Fehler ε in diesem

Zustand verändert. Wird er wieder größer, wiederholt sich der beschriebene Umlauf. Verkleinert er sich weiter, erreicht er die äußere Hystereseschwelle $-H - \Delta H$. Der Komparator schaltet auf $d = -1$ und den Wechselrichter auf einen Schaltzustand, in dem der Fehler aktiv vergrößert wird. Man bewegt sich auf dem unteren Ast nach rechts, bis die Hystereseschwelle H erreicht wird. Der Komparator schaltet auf $d = 0$, und der Wechselrichter nimmt wieder den inaktiven Zustand ein. Wird der Fehler dann immer noch größer, erreicht man über $H + \Delta H$ wieder den oberen Umlauf. Verkleinert sich der Fehler im inaktiven Zustand, kommt man über die Schwelle $-H$ in den unteren Umlauf.

Im rechtwinkligen Koordinatensystem spannen die beiden Hysteresekomparatoren eine quadratische Fläche um den Ursprung auf, in der sich der Fehlerraumzeiger $\Delta \underline{i}$ bewegen kann. In Bild 5-5 sind die Schwellen eingezeichnet. Unter der Annahme $\Delta H \ll H$ fallen die Hysteresebänder praktisch zusammen.

Der Fehlerraumzeiger gibt die Richtung an, in die der aktuelle Stromraumzeiger bewegt werden muss, um den Sollraumzeiger zu erreichen. Um diese Trajektorie abzufahren, wäre ein Spannungsraumzeiger notwendig, der in die gleiche Richtung zeigt. Da durch den Wechselrichter nur diskrete Spannungsraumzeiger eingestellt werden können, muss immer der Zeiger gewählt werden, der der Richtung des Fehlerstromzeigers am nächsten kommt.

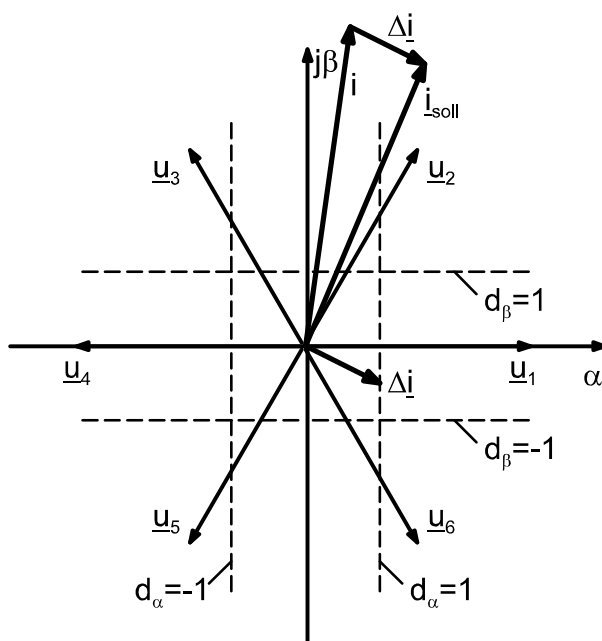


Bild 5-5. Schaltzustände und Hysteresebänder

Erreicht die Spitze des Fehlerraumzeigers eine Schaltschwelle, wird der Schaltzustand des Wechselrichters geändert. Die Zuordnung der Spannungsraumzeiger zu den Komparatorausgängen ist in Tabelle 5-6 zusammengefasst. Für die Kombination $d_\alpha = 0$ und $d_\beta = -1$ existiert keine eindeutige Zuordnung. Hier kann \underline{u}_5 oder \underline{u}_6 ausgewählt werden. Gleiches gilt für die Kombination $d_\alpha = 0$ und $d_\beta = 1$ mit \underline{u}_2 oder \underline{u}_3 .

Tabelle 5-6. Zuordnung der Spannungsraumzeiger zu den Komparatorausgängen

d_α	-1	-1	-1	0	0	0	1	1	1
d_β	-1	0	1	-1	0	1	-1	0	1
Sollvektor	\underline{u}_5	\underline{u}_4	\underline{u}_3	$\underline{u}_5/\underline{u}_6$	\underline{u}_0	$\underline{u}_2/\underline{u}_3$	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2

Die Nullkomponente des Stroms ist nach Gleichung 5-1 die Summe der Strangströme multipliziert mit dem Faktor $\sqrt{2}/3$. Verändert man den Strom in einem Strang durch Anlegen einer Spannung am entsprechenden Teilwechselrichter, wird automatisch auch die Nullkomponente verändert. Sie kann bei den drei elektrisch unabhängigen Strängen des Antriebs beliebige Werte annehmen. Um das zu verhindern, wird die Nullkomponente bei der fehlerfreien Maschine mit einem Zweipunktregler auf null geregelt.

In Kapitel 5.1.4 wurde gezeigt, dass jeder Grundspannungsraumzeiger auch durch die Kombination des linken und rechten Nachbarzeigers dargestellt werden kann. Die Grundspannungsraumzeiger unterscheiden sich von ihren Nachbarzeigern in dem Vorzeichen der Spannung. Der Schaltzustand des Wechselrichters entscheidet demnach, ob positive oder negative Spannung an die Maschine gelegt wird bzw. ob die Nullkomponente größer oder kleiner wird. Der Komparator muss also ermitteln, ob i_0 größer bzw. kleiner null ist und dementsprechend negative bzw. positive Spannung an die Stränge der Maschine legen. Die Zuordnung zwischen den Spannungsraumzeigern und den Schaltzuständen des Wechselrichters in Abhängigkeit von der Nullkomponente ist in Tabelle 5-7 zusammengefasst.

Tabelle 5-7. Auswahl des Schaltzustands in Abhängigkeit von der Nullkomponente

Sollvektor	\underline{u}_0	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6
$i_0 > 0$	$S_{2,4,6}$	$S_{6,2}$	S_2	$S_{2,4}$	S_4	$S_{4,6}$	S_6
$i_0 < 0$	$S_{1,3,5}$	S_1	$S_{1,3}$	S_3	$S_{3,5}$	S_5	$S_{5,1}$

Auch der Nullspannungszeiger kann durch Anlegen von positiver bzw. negativer Spannung an alle drei Stränge die Nullkomponente des Stroms beeinflussen. Bei Ausfall eines Strangs kann der Wechselrichter nicht mehr die Grundschaltzustände, die diesem Strang zugeordnet sind, noch Kombinationen mit diesen einstellen. Bei Ausfall von Strang a sind das S_1 und S_4 , bei Strang b S_3 und S_6 und bei Strang c S_5 und S_2 . Die Spannungsraumzeiger können jedoch durch Kombination der benachbarten Grundspannungsraumzeiger, die prinzipbedingt immer zu den beiden intakten Strängen gehören, ersetzt werden. Wird der fehlerhafte Strang identifiziert, kann die Schalttabelle nach den Vorgaben aus Tabelle 5-8 abgeändert werden.

Eine Regelung der Nullkomponente ist in diesen Fällen nicht möglich, sie stellt sich vielmehr automatisch ein. Das liegt darin begründet, dass der Strom in dem fehlerhaften Strang bereits durch den Fehler festgelegt ist und die Ströme in den beiden anderen Strängen der Sollwertvorgabe aus $i_{\alpha,soll}$ und $i_{\beta,soll}$ folgen.

Tabelle 5-8. Auswahl des Schaltzustands in Abhängigkeit von dem Fehlermodus

Sollvektor	\underline{u}_0	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6
Fehler Strang a	S_0	$S_{6,2}$	S_2	S_3	$S_{3,5}$	S_5	S_6
Fehler Strang b	S_0	S_1	S_2	$S_{2,4}$	S_4	S_5	$S_{5,1}$
Fehler Strang c	S_0	S_1	$S_{1,3}$	S_3	S_4	$S_{4,6}$	S_6

Die Tabellen 5-6, 5-7 und 5-8 werden als Schalttabelle zusammengefasst und mit den Komparatorausgängen und dem Fehlermodus adressiert.

Das Verfahren zeichnet sich dadurch aus, dass es sehr einfach zu implementieren ist. Die Schalttabelle kann z. B. leicht in einem Speicherbaustein abgelegt werden. Ein weiterer wesentlicher Vorteil ist, dass mögliche Ströme im fehlerhaften Strang, die Bremsmomente verursachen könnten, bei dieser Anordnung automatisch kompensiert werden. Solche Fehlerströme gehen über die Koordinatentransformation in die Regelabweichung ein und werden von den Schaltreglern geregelt.

Durch die ausschließliche Verwendung der Grundspannungsraumzeiger im drei-strängigen Betrieb wird nur die Hälfte der zur Verfügung stehenden Spannung ausgenutzt, was auf den ersten Blick nachteilig erscheint. Das vorgeschlagene Aktorkonzept zeichnet sich jedoch dadurch aus, dass es auch den Ausfall eines Stranges berücksichtigt, bei dem nur noch acht, von null verschiedene Span-

nungsraumzeiger darstellbar sind: die Grundspannungsraumzeiger und zwei kombinierte Raumzeiger. Die räumliche Lage der letztgenannten ist abhängig vom Ort des Fehlers, so dass nur die Grundspannungsraumzeiger für die Auslegung der Komponenten ausschlaggebend sind, wenn für alle Betriebsfälle gleiches Aktorverhalten gefordert ist.

Problematisch aus Sicht der Sicherheit ist die Schnittstelle zwischen der Informationsverarbeitung und dem Wechselrichter. Um Fehler gemeinsamer Ursache (Common-Cause-Failures) ausschließen zu können, müsste ein Vergleich der Ansteuersignale für den Wechselrichter von zwei redundanten Informationsverarbeitungseinheiten erfolgen. Bei einer mittleren Schaltfrequenz von ca. 20 kHz müsste dieser Vergleich in der Größenordnung einer μs ausgeführt werden, damit der Fehler in der Ansteuerung nicht zu groß wird. Trägt man der Tatsache Rechnung, dass zwei reale redundante Hysteresekomparatoren nie zeitgleich ihren Ausgang ändern, ist die Forderung nach Abgleich der Ansteuersignale sehr schwer zu erfüllen.

5.1.6 Schaltregler im ständerfesten abc-Koordinatensystem

Eine Variante bietet die direkte Regelung der Strangströme [Kra00b]. Das Blockschaltbild in Bild 5-6 zeigt den Aufbau des Reglers. Jeder Strang der Maschine wird mit einem eigenen dreistufigen Hystereseregler geregelt und über den Teilwechselrichter (LE1, LE2, LE3) angesteuert. Die Hystereseregler wurden in Kapitel 5.1.5 bereits beschrieben, die Zuordnung von Komparatorausgang und dem erforderlichen Schaltzustand des Teilwechselrichters ist in Tabelle 5-9 getroffen.

Tabelle 5-9. Zuordnung von Komparatorausgang und Schaltzustand des Teilwechselrichters

Komparatorausgang d_{str}	Schaltzustand S_{str}	Strangspannung U_{str}
-1	-	$-U_{Batt}$
0	0	0
1	+	U_{Batt}

Obwohl die Stränge elektrisch voneinander getrennt sind, bleibt die magnetische Kopplung bestehen. Das zeigt sich dadurch, dass das Anlegen einer Spannung an einem Strang auch immer eine Spannungskomponente in den anderen beiden Strängen zur Folge hat.

5.2 Überlagerte Drehmomentregelung zur Kompensation von Störgrößen

Im vorangegangenen Kapitel wurde gezeigt, wie die Motorströme geregelt werden müssen, um einen konstanten momentenbildenden Strom in der q-Achse darzustellen. Allerdings zeigt sich im Versuch, dass das Drehmoment im zwei-strängigen Betrieb eine deutlich wahrnehmbare winkelabhängige Welligkeit aufweist. Das legt die Vermutung nahe, dass das Grundwellenmodell den un-symmetrischen Betrieb nicht ausreichend beschreibt.

Kurzschlussströme im fehlerhaften Strang liefern zusätzliche unerwünschte Momentenanteile. Die $0\alpha\beta$ -Regler kompensieren solche Ströme automatisch, die Strangstromregler sind dazu nicht in der Lage, sodass hier zusätzliche Maßnahmen getroffen werden müssen.

In diesem Kapitel wird ein alternatives Modell der Momentenbildung in der Maschine eingeführt. Es wird gezeigt, welchen Beitrag die einzelnen Stränge zum Drehmoment liefern, und wie die Momentenwelligkeit entsteht. Anschließend wird eine Reglerstruktur vorgestellt, mit der die Welligkeit eliminiert wird. Mit diesem Verfahren kann auch der Einfluss von Kurzschlussströmen kompensiert werden.

5.2.1 Beiträge der Stränge zum Drehmoment

Die Kraft auf einen stromdurchflossenen Leiter der Länge und Richtung \vec{l}_e in einem Magnetfeld der Flussdichte \vec{B} ist nach Lorentz:

$$\vec{F} = I \cdot (\vec{l}_e \times \vec{B}) \quad (5-19)$$

In einer elektrischen Maschine liefert dieser Leiter in Form einer Spulenseite den Drehmomentanteil

$$\vec{m}' = \vec{r} \times I \cdot (\vec{l}_e \times \vec{B}) \quad (5-20)$$

Statt Einzelbeiträge von diskreten Leitern aufzusummieren, werden die Größen Ständerstrombelag und Induktionsverlauf eingeführt, sodass das resultierende Moment als Integral über den Umfang der Maschine des Produkts der beiden Größen beschrieben werden kann [Mül95]:

$$m_{el}(\gamma_m) = r^2 \cdot l_e \cdot \int_0^{2\pi} a_s(\Gamma', \gamma_m) \cdot b_n(\Gamma', \gamma_m) \cdot d\Gamma' \quad (5-21)$$

Hier ist γ_m der Rotorwinkel und Γ' der Umfangswinkel der Maschine. Sowohl der Ständerstrombelag a_s als auch der Induktionsverlauf b_n sind – wie gezeigt wird – jeweils Funktionen beider Winkel.

Der Ständerstrombelag ist eine Ersatzgröße für die tatsächliche Anordnung der stromdurchflossenen Leiter und kann näherungsweise aus dem Verlauf der Durchflutungsverteilung nachgebildet werden. Als Näherung wird der Strombelag über eine Nutteilung abschnittsweise als konstant angenommen. Diese Annahme ist insbesondere plausibel, wenn der Schrägung des verwendeten Rotors Rechnung getragen wird.

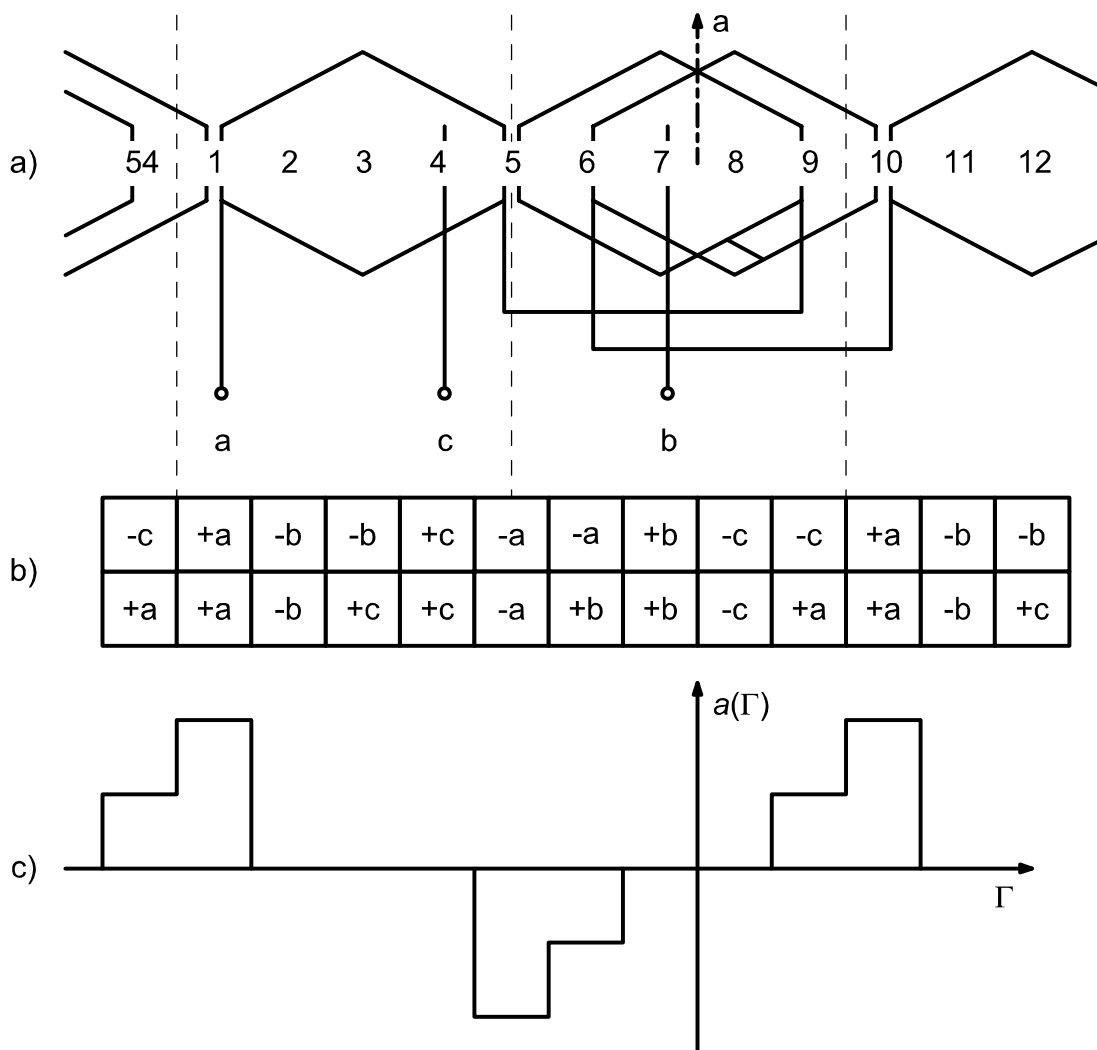


Bild 5-7. Wicklung der Maschine – a) Wicklungsplan, b) Zonenplan, c) Ständerstrombelag je Strang

Der Stator der ausgeführten Maschine besitzt $N=54$ Nuten, die jeweils um eine Nutteilung geschrägt sind. Mit $p=6$ Polpaaren und $str=3$ Strängen ist die Lochzahl

$$q = \frac{N}{2 \cdot p \cdot str} = \frac{54}{2 \cdot 6 \cdot 3} = 1,5 \quad (5-22)$$

eine gebrochene Zahl, d. h. jedem Pol stehen im Mittel 1,5 Nuten zur Verfügung. Die Spulenweite beträgt $w_{sp}=4$ Nuten. Bild 5-7 zeigt als Ausschnitt das Urschema dieser Bruchlochwicklung, die sich um den Umfang sechsmal wiederholt. Diese Periodizität legt es nahe, im Folgenden jeweils nur ein Polpaar zu betrachten und darauf bezogene Motorwinkel einzuführen:

$$\begin{aligned} \Gamma &= p \cdot \Gamma' \\ \gamma &= p \cdot \gamma_m \end{aligned} \quad (5-23)$$

Der graphisch hergeleitete Verlauf des Ständerstrombelags für einen Strang ist periodisch und zu der eingezeichneten Wicklungsachse punktsymmetrisch. Er lässt sich allgemein als Fourierreihe beschreiben:

$$\begin{aligned} a_{str}(\gamma, \Gamma) &= i_{str}(\gamma) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} c_{a,k} \cdot \sin(k \cdot (\Gamma - \varphi_{str})) \\ \text{mit } c_{a,k} &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} a_{str}(\Gamma) \cdot \sin(k \cdot \Gamma) d\Gamma \end{aligned} \quad (5-24)$$

Der Winkel φ_{str} beschreibt dabei die räumliche Anordnung der drei Stränge und ist für $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = 2\pi/3$, $\varphi_c = 4\pi/3$. Der Ständerstrombelag ist demnach proportional zum Strangstrom, der abhängig vom Rotorwinkel geregelt wird. Die Summe der drei Strombeläge liefert den Ständerstrombelag der Maschine über ein Polpaar.

$$\begin{aligned} a_s(\gamma, \Gamma) &= \sum_{str=a,b,c} a_{str}(\gamma, \Gamma) \\ &= \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} c_{a,k} \cdot \sin(k \cdot (\Gamma - \varphi_{str})) \end{aligned} \quad (5-25)$$

Der Luftspaltinduktionsverlauf des Läufers lässt sich durch einen ähnlich allgemeinen Ansatz beschreiben. Er wird durch die Permanentmagnete erzeugt, deren Segmente über den Umfang an der Oberfläche des Läufers montiert und mit abwechselnder Richtung radial magnetisiert sind. Bild 5-8 zeigt den Querschnitt des zwölfpoligen Rotors und einen auf ein Polpaar verkürzten Rotor mit der Längs- und der Querachse.

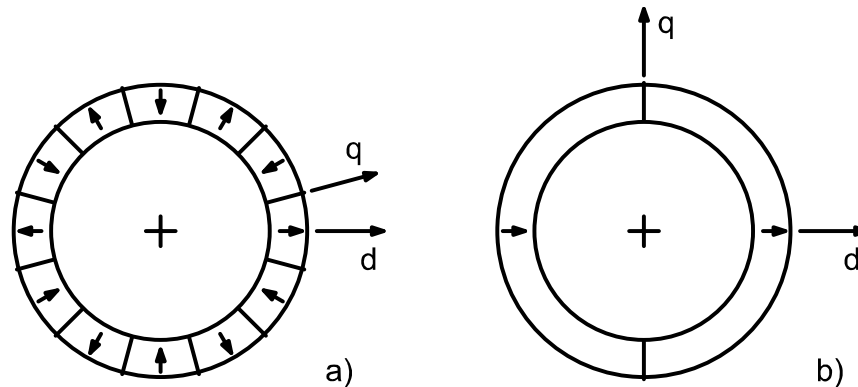


Bild 5-8. Querschnitt des Rotors – a) zwölfpolig b) auf ein Polpaar verkürzt

Lässt man wie üblich den Umfangswinkel des Rotors in der Längsachse beginnen, kann der Induktionsverlauf aufgrund der Symmetrie allgemein als Fourierreihe einer geraden Funktion dargestellt werden:

$$b_n(\Gamma, \gamma) = \sum_{v=1}^{\infty} c_{b,v} \cdot \cos(v(\Gamma - \gamma)) \quad (5-26)$$

$$\text{mit } c_{b,v} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} b_n(\zeta) \cdot \cos(v \cdot \zeta) d\zeta$$

Zur Bestimmung der Koeffizienten $c_{b,v}$ muss hier über den Umfangswinkel ζ des Rotors integriert werden. Aus Sicht des Ständers ändert sich der Induktionsverlauf mit der Drehbewegung des Läufers, was durch den Rotorwinkel γ im Argument der Sinusfunktionen der Reihe ausgedrückt ist.

Damit wird Gleichung 5-21 bezogen auf ein Polpaar zu:

$$m'_{el}(\gamma) = l_e \cdot r^2 \int_0^{2\pi} \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} c_{a,k} \cdot \sin(k \cdot (\Gamma - \varphi_{str})) \cdot \sum_{v=1}^{\infty} c_{b,v} \cdot \cos(v \cdot (\Gamma - \gamma)) d\Gamma \quad (5-27)$$

Im Anhang A.5.1 wird gezeigt, dass nur Produkte mit gleicher Ordnungszahl (= Wellen mit gleicher Polpaarzahl) einen Beitrag zum Drehmoment liefern. Damit kann Gleichung 5-27 vereinfacht werden:

$$\begin{aligned}
 m'_{el}(\gamma) &= \pi \cdot l_e \cdot r^2 \sum_{str=a,b,c} \sum_{k=1}^{\infty} i_{str}(\gamma) \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \\
 &= \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot f_M(\gamma - \varphi_{str})
 \end{aligned}
 \tag{5-28}$$

Das Ergebnis zeigt, dass das Drehmoment als Summe der Drehmomentbeiträge der drei einzelnen Stränge aufgefasst werden kann. Darüber hinaus lässt sich der Drehmomentbeitrag eines Strangs und Polpaars als Produkt aus dem Strangstrom und einer Funktion $f_M(\gamma - \varphi_{str})$ beschreiben. Diese ist durch die Konstruktion des Motors bestimmt. Sie ist wiederum periodisch über den Umfang und wird auch als Fourierreihe dargestellt. Die Koeffizienten $c_{a,k}$ bzw. $c_{b,k}$ errechnen sich nach den Gleichungen (5-24) bzw. (5-26) aus dem Ständerstrombelag bzw. dem Induktionsverlauf. Wie bereits angedeutet, lassen sich diese beiden Kurven aber nur näherungsweise und unter Annahme einiger Vereinfachungen angeben.

Zur Bestimmung der Kurvenform der Funktion $f_M(\gamma - \varphi_{str})$ wurde ein konstanter Strom in einen Strang der Maschine eingepreßt und das Drehmoment über dem Rotorwinkel gemessen. Unter diesen Bedingungen ist der Drehmomentverlauf proportional zu der Kurve $f_M(\gamma - \varphi_{str})$. Gemessen wird hier das Moment, das alle p Polpaare erzeugen. Die Fourier-Analyse der Messung (Bild 5-9) liefert direkt die Koeffizienten für die Fourierreihe von $f_M(\gamma - \varphi_{str})$.

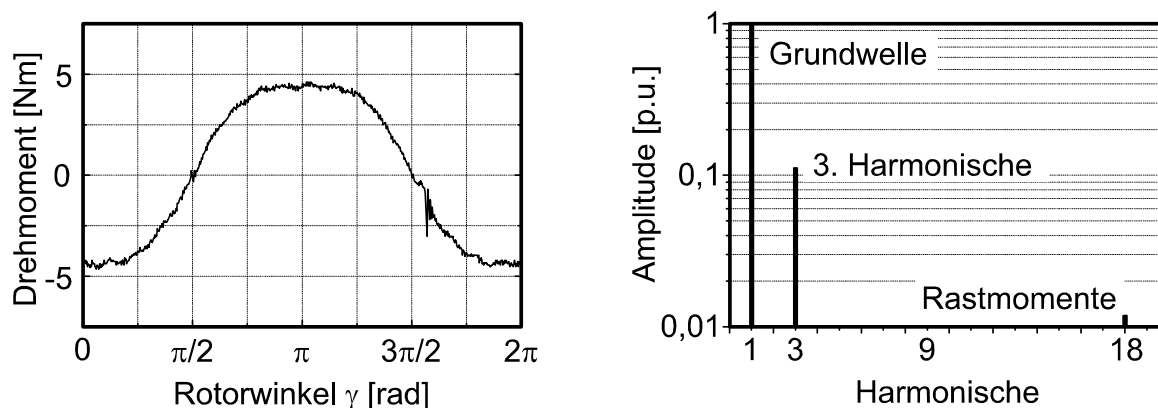


Bild 5-9. Drehmomentverlauf über dem Rotorwinkel für einen Strang mit Fourieranalyse

Danach hat die Drehmomentkurve eine dritte Harmonische mit ca. 10% und eine 18. mit ca. 1% der Amplitude der Grundwelle. Bei der 18. Harmonischen handelt es sich um durch die Nutung hervorgerufene Rastmomente der Maschine. Eine Drehmomentmessung bei stromloser Maschine bestätigt das. Diese Rastmomente sind nicht Gegenstand dieser Arbeit, geben jedoch eine Vorstellung davon, in welcher Größenordnung die durch den unsymmetrischen Betrieb verursachten Momente liegen.

5.2.2 Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb

Zunächst soll der Sonderfall der Unterbrechung in einem Strang betrachtet werden. Die Analyse wird anschließend auf den allgemeinen Fall eines beliebigen Fehlerstroms im betroffenen Strang erweitert.

Mit den Ergebnissen aus Kapitel 5.2.1 gilt für das Drehmoment der eingesetzten Maschine mit $p = 6$ Polpaaren

$$m_{el}(\gamma) = p \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sum_{k=1,3} c_{f,k} \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \quad (5-29)$$

mit $c_{f,k} = \pi \cdot l_e \cdot r^2 \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k}$

Ist z. B. Strang a unterbrochen, wird der zweisträngige Betrieb (Kapitel 5.1) eingeleitet, und bei geeigneter Regelung sind die Strangströme laut Tabelle 5-2 ($i_F = 0$):

$$i_a = 0, \quad i_b = -\sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{5\pi}{6}\right), \quad i_c = -\sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (5-30)$$

Durch Einsetzen dieser Ausdrücke in Gleichung (5-29) gewinnt man rechnerisch den Drehmomentverlauf über dem Rotorwinkel. In Tabelle 5-10 sind die Ergebnisse für die Unterbrechung eines der drei Stränge dem Drehmomentverlauf für den dreisträngigen Betrieb gegenübergestellt. Der Rechenweg dazu ist in Anhang A.5.2 beschrieben.

Der Gleichanteil des Drehmoments ist wie erwartet im zwei- und dreisträngigen Betrieb identisch. Während sich aber der Einfluss der dritten Harmonischen der Läuferfeldkurve im symmetrischen dreisträngigen Betrieb aufhebt, erzeugt sie im unsymmetrischen zweisträngigen Betriebsfall eine Drehmomentwelligkeit

mit zwei- und vierfacher elektrischer Grundfrequenz: $2 \cdot n \cdot p$, $4 \cdot n \cdot p$. Diese ist je nach unterbrochenem Strang unterschiedlich phasenverschoben.

Tabelle 5-10. Rechnerische Drehmomentwelligkeit bei Unterbrechung eines Strangs

Unterbrechung	Drehmoment $m_{el}(\gamma)$
keine (3-strängig)	$-\frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot c_{f,1}$
Strang a	$-\frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[c_{f,1} + c_{f,3} \cdot \left(\sin\left(2\gamma + \frac{3\pi}{3}\right) - \sin\left(4\gamma - \frac{3\pi}{3}\right) \right) \right]$
Strang b	$-\frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[c_{f,1} + c_{f,3} \cdot \left(\sin\left(2\gamma + \frac{5\pi}{3}\right) - \sin\left(4\gamma - \frac{5\pi}{3}\right) \right) \right]$
Strang c	$-\frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[c_{f,1} + c_{f,3} \cdot \left(\sin\left(2\gamma + \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(4\gamma - \frac{\pi}{3}\right) \right) \right]$

Damit lässt sich das Drehmoment als Überlagerung von einem Gleich- und einem Wechselanteil darstellen:

$$m_{el}(\gamma) = m_{el,gleich} + m_{el,2str}(\gamma) \quad (5-31)$$

$$\text{mit } m_{el,gleich}(\gamma) = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot c_{f,1}$$

$$\text{und } m_{el,2str}(\gamma) = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot c_{f,3} \cdot \left(\sin(2\gamma + \delta_{str}) - \sin(4\gamma - \delta_{str}) \right).$$

Der Wechselanteil ist abhängig vom Ort der Unterbrechung.

Mit der Unterbrechung eines Strangs ist nur ein Teil der Fehlermöglichkeiten abgedeckt. Die zweite wichtige Fehlergruppe sind die Kurzschlussfälle. Sie können einen beliebigen Kurzschlussstrom im fehlerhaften Strang verursachen. Nach Tabelle 5-2 sind in diesem allgemeinen Fall die Strangströme für einen Fehler in Strang a:

$$i_a = i_F, \quad i_b = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{5\pi}{6}\right), \quad i_c = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (5-32)$$

Dem Moment überlagert sich ein weiterer Wechselanteil mit dreifacher elektrischer Grundfrequenz $3 \cdot n \cdot p$, der durch den Fehlerstrom und die dritte Harmonische der Läuferfeldkurve hervorgerufen wird (s. Anhang A.5.2):

$$m_{el}(\gamma) = m_{el,gleich} + m_{el,2str}(\gamma) + m_{el,F}(\gamma) \quad (5-33)$$

mit $m_{el,F}(\gamma) = p \cdot i_F \cdot [3 \cdot c_{f,3} \cdot \sin 3\gamma]$

Diese Momentenkomponente gilt für Fehler in einem beliebigen Strang.

5.2.3 Struktur des Drehmomentregelkreises

Prinzipiell besteht die Möglichkeit, die Welligkeit des Drehmoments durch geeignete Wahl der Strangströme zu kompensieren. Da die Welligkeit je nach fehlerhaftem Strang und Art des Fehlerstroms unterschiedlich aussieht, ist es aufwändig, geeignete Kurvenformen für die Strangströme vorzuberechnen. Fasst man jedoch die Momentenwelligkeit, die durch den zweisträngigen Betrieb oder durch Fehlerströme hervorgerufen werden, als Störgrößen auf, liegt es nahe, einen überlagerten Momentenregelkreis einzuführen (Bild 5-10).

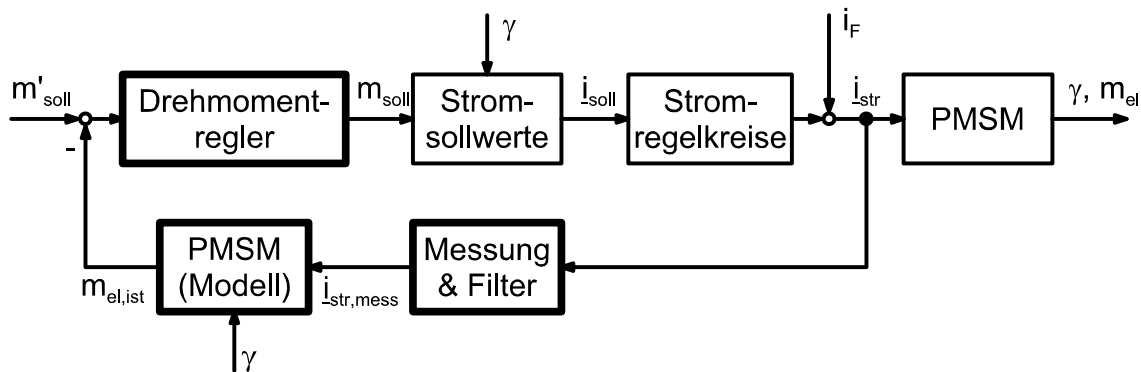


Bild 5-10. Struktur des Drehmomentregelkreises

Die Blöcke „Stromsollwerte“, „Stromregelkreise“ und „PMSM“ entsprechen einer der oben vorgestellten Strukturen (Bilder 5-3 bzw. 5-6). Beide Varianten sind möglich. Der Block „PMSM“ repräsentiert dabei die Drehmomentbildung und den mechanischen Teil der Maschine.

Die Stromsollwerte werden nach den Transformationsvorschriften aus den Gleichungen 5-16 bzw. 5-18 berechnet und berücksichtigen demnach nur die Grundschwingungen der Ströme.

Der Drehmoment-Istwert wird dagegen aus den gemessenen Strangströmen mit dem hier beschriebenen Modell zur Bestimmung der Drehmomentwelligkeit berechnet.

$$m_{el,ist}(\gamma) = p \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str,mess}(\gamma) \cdot \sum_{k=1,3} c_{f,k} \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \quad (5-34)$$

Dazu werden die gemessenen Strangströme zunächst gefiltert, um den Einfluss der Schalthandlungen der Hystereseregler zu unterdrücken.

Für die Auslegung des Momentenreglers wird die in Bild 5-10 dargestellte Struktur vereinfacht (Bild 5-11). Die Umrechnung von Momentensollwerten zu Stromsollwerten wird durch die Konstante k_i beschrieben. Bei der Reglerauslegung können für die unterlagerten Stromregler ideale Hystereseregler vorausgesetzt werden, welche die geforderten Strangströme einstellen. Strommessung und -filterung werden durch ein PT1-Glied mit der Summenzeitkonstante T_σ zusammengefasst. Die Rückrechnung von gemessenen Strangströmen zum Istmoment beschreibt eine weitere Konstante k_m , wobei $k_i \cdot k_m = 1$ gelte.

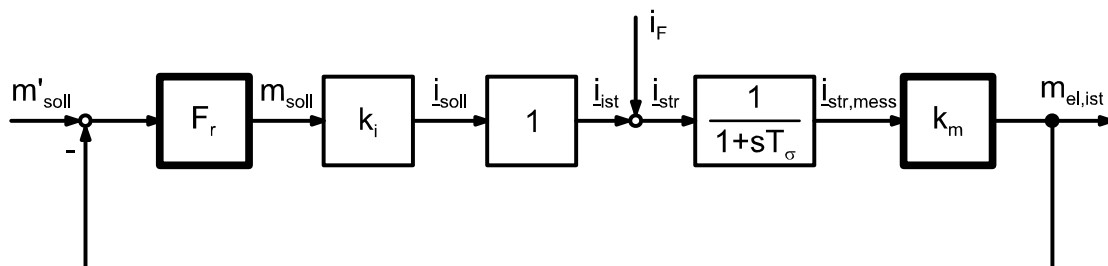


Bild 5-11: Vereinfachte Struktur zur Auslegung des Momentenreglers

Damit hat die Regelstrecke die Form:

$$F_s = \frac{k_i \cdot k_m}{1 + sT_\sigma} \quad (5-35)$$

Die Zeitkonstante T_σ ist nicht kompensierbar, daher wird der Drehmomentregler als I-Regler angesetzt:

$$F_R = \frac{1}{sT_o \cdot k_p} \quad (5-36)$$

Mit $k_p = k_i \cdot k_m = 1$ ist die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises

$$F_o = F_R \cdot F_S = \frac{1}{sT_o} \cdot \frac{1}{1 + sT_\sigma} \quad (5-37)$$

T_o wird nach den Regeln des Betragsoptimums gewählt:

$$T_o = 2 \cdot T_\sigma \quad (5-38)$$

Der Drehmomentregler ist im Gegensatz zu den Stromregelkreisen unabhängig vom Betriebs- und Fehlermodus des Antriebs.

6 Simulationsmodelle

Für die Entwicklung der beschriebenen Regelverfahren wurden zwei der Problemstellung angepasste Simulationsmodelle erstellt. Das Grundwellenmodell eignet sich besonders, um die grundsätzlichen Vorgänge bei Fehlern im Antrieb darzustellen. Dieses Modell berücksichtigt nur die Grundwelle des Läuferluftspaltfeldes und des Ständerstrombelags und ist wegen seiner gut verstandenen Form vor allem für die Entwicklung der Stromregelverfahren hilfreich. Es beschreibt allerdings die Verhältnisse im unsymmetrischen zweisträngigen Betriebszustand nicht vollständig. Aus diesem Grund wurde ein weiteres Maschinenmodell eingeführt, das auch die Momentenwelligkeit im zweisträngigen Betrieb berücksichtigt. Bei diesem Modell wird auch der Einfluss der Oberwellen des Läuferluftspaltfeldes und des Ständerstrombelags berücksichtigt, im Wesentlichen die 3. Harmonische. Dieses Strangmodell ist Grundlage für die Entwicklung des Momentenreglers. Die Simulationen wurden mit dem Programm PECSIM durchgeführt, eine Kurzbeschreibung findet sich im Anhang A.2.

6.1 Grundwellenmodell

Die Struktur des Grundwellenmodells wird in Bild 6-1 gezeigt. Die Stromregler entsprechen den in Kapitel 5.1.5 und 5.1.6 beschriebenen Anordnungen. Dargestellt sind die $0\alpha\beta$ -Regler, alternativ dazu wurden die abc -Regler simuliert. Die Vollbrücken (LE1, LE2, LE3) werden als gesteuerte Spannungsquellen modelliert, die die Werte $-U_{Batt}$, 0 und U_{Batt} annehmen können. Als Maschinenmodell wird das Grundwellenmodell in $0dq$ -Koordinaten nach Bild 5-1 verwendet.

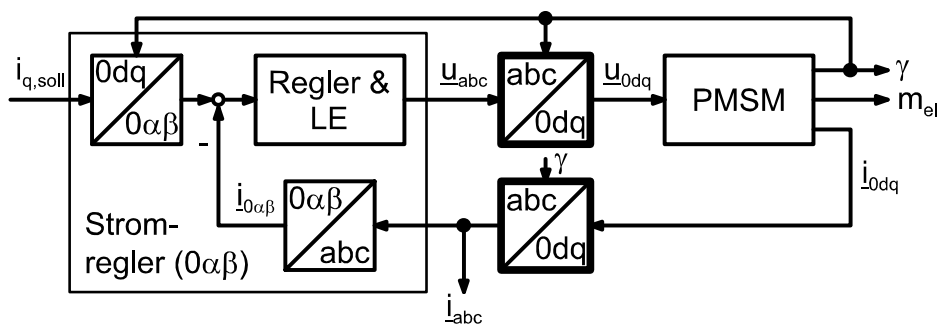


Bild 6-1. Simulationsumgebung: Grundwellenmodell

Dabei müssen die Strangspannungen der Wechselrichterausgänge in $0dq$ -Größen und anschließend die Maschinenströme des Maschinenmodells für die Bestimmung der Regelabweichung zurück in das $0\alpha\beta$ - bzw. das abc -Koordinatensystem transformiert werden.

Für die Simulation von Strangunterbrechungen muss das Differenzialgleichungssystem der Maschine unter der Randbedingung gelöst werden, dass der Strom im betroffenen Strang null ist. Stellt man sich gedanklich die Unterbrechung in den Zuleitungen des Strangs vor, müsste an den Maschinenklemmen eine Spannung messbar sein. In der Simulation werden nun Ursache und Wirkung vertauscht, indem an den Strangklemmen eine Spannung angelegt wird, die genau so groß ist, dass die Randbedingung erfüllt ist. Für die Untersuchungen wurde das Simulationsmodell um einen weiteren Hystereseregler erweitert, der den Strom in dem betroffenen Strang zu null regelt (Bild 6-2). Dieser zusätzliche Regler unterscheidet sich von den Stromreglern nach Kap. 5.1.5 und 5.1.6 durch sehr kleine Hystereseschwellen, die so nur in der Simulation darstellbar sind. Einschränkend muss angemerkt werden, dass mit diesem Modell das Schaltverhalten des Wechselrichters bei Strangunterbrechung, insbesondere für den betroffenen Strang, prinzipbedingt nicht ganz korrekt beschrieben werden kann. Die Untersuchung der Ströme und des Drehmoments ist jedoch möglich. Der maximale Simulationsfehler ist abhängig von der Hysteresebreite des Reglers und liegt hier unter 1%.

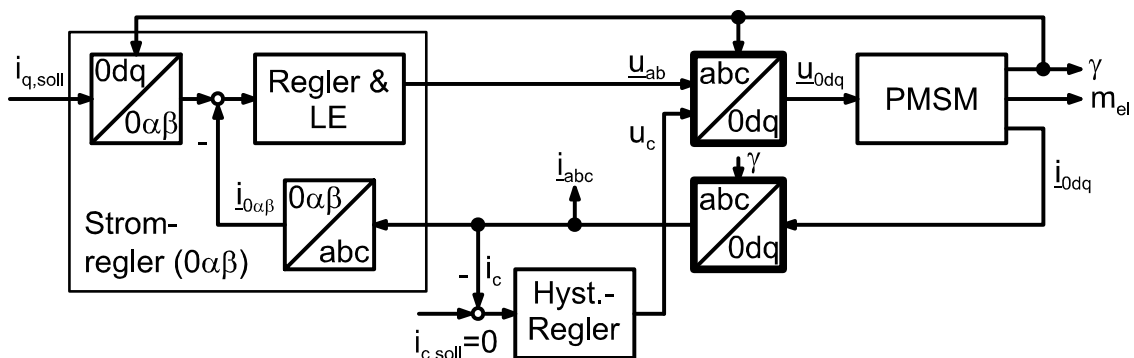


Bild 6-2. Simulation einer Unterbrechung in Strang c

Strangkurzschlüsse sind dadurch gekennzeichnet, dass die Spannung an den Klemmen des kurzgeschlossenen Strangs null ist. Mit dieser Randbedingung kann der Fehler, wie in Bild 6-3 für Strang c dargestellt, simuliert werden.

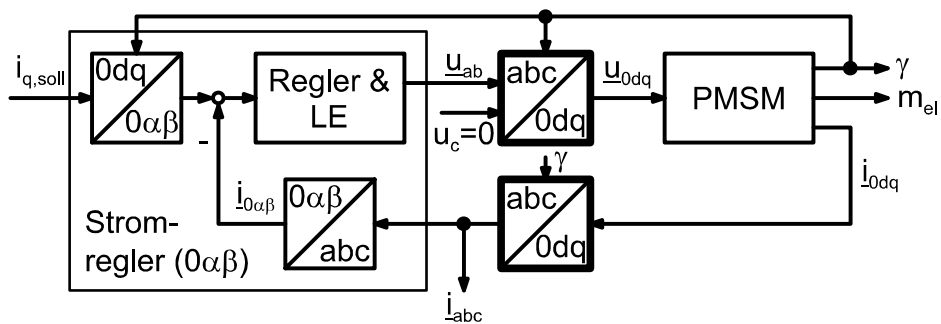


Bild 6-3. Simulation eines Kurzschlusses in Strang c

6.2 Strangmodell

Soll auch die Momentenwelligkeit simuliert werden, bietet es sich an, das Grundwellenmodell zu modifizieren und die Maschine, welche die Ursache für die Welligkeit ist, strangweise zu modellieren (Bild 6-4).

Die Maschine sei dreisträngig und symmetrisch, magnetische Sättigung und Hystereseeffekte seien vernachlässigt. Hier wurde angenommen, dass die Widerstände der Statorwicklungen gleich groß sind. Allgemein können die Spannungsgleichungen dann in folgender Form angegeben werden:

$$\begin{aligned}
 u_a &= R \cdot i_a + \frac{d\Psi_a}{dt} \\
 u_b &= R \cdot i_b + \frac{d\Psi_b}{dt} \\
 u_c &= R \cdot i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}
 \end{aligned} \tag{6-1}$$

Dabei sind die Flussverkettungen Funktionen der Strangströme und des Rotorwinkels:

$$\begin{aligned}
 \Psi_a &= \Psi_a(i_a, i_b, i_c, \gamma) \\
 \Psi_b &= \Psi_b(i_a, i_b, i_c, \gamma) \\
 \Psi_c &= \Psi_c(i_a, i_b, i_c, \gamma)
 \end{aligned} \tag{6-2}$$

Weiterhin wird angenommen, dass sich die Reluktanz über den Umfang nicht ändert. Diese Annahme ist bei einer Maschine mit oberflächenmontierten Magneten gerechtfertigt, wenn Sättigung und Nutöffnungseinfluss vernachlässigt

wird. Unter den oben genannten Voraussetzungen ist die Überlagerung der Flüsse zulässig:

$$\begin{aligned}
 \Psi_a(i_a, i_b, i_c, \gamma) &= \Psi_{aa}(i_a) + \Psi_{ab}(i_b) + \Psi_{ac}(i_c) + \Psi_{a,PM}(\gamma) \\
 &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + \Psi_{a,PM}(\gamma) \\
 \Psi_b(i_a, i_b, i_c, \gamma) &= \Psi_{ba}(i_a) + \Psi_{bb}(i_b) + \Psi_{bc}(i_c) + \Psi_{b,PM}(\gamma) \\
 &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + \Psi_{b,PM}(\gamma) \\
 \Psi_c(i_a, i_b, i_c, \gamma) &= \Psi_{ca}(i_a) + \Psi_{cb}(i_b) + \Psi_{cc}(i_c) + \Psi_{c,PM}(\gamma) \\
 &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + \Psi_{c,PM}(\gamma)
 \end{aligned} \tag{6-3}$$

Setzt man 6-3 in 6-1 ein, gelten die Spannungsgleichungen (vgl. z. B. [Sch95b]):

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{\partial}{\partial \gamma} \begin{bmatrix} \Psi_{a,PM} \\ \Psi_{b,PM} \\ \Psi_{c,PM} \end{bmatrix} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \tag{6-4}$$

bzw.

$$\underline{u} = \mathbf{R} \cdot \underline{i} + \mathbf{L} \cdot \frac{d}{dt} \underline{i} + \frac{\partial}{\partial \gamma} \Psi_{PM} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \tag{6-5}$$

Aufgrund der Symmetrie kann schließlich für die Hauptinduktivitäten vereinfacht werden

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L \tag{6-6}$$

Für die Kopplungsinduktivitäten der Maschine gilt mit der gleichen Begründung:

$$L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M \tag{6-7}$$

Unter diesen Annahmen vereinfacht sich die Induktivitätsmatrix zu:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \tag{6-8}$$

Mit Hilfe der Inversen dieser Matrix kann Gleichung 6-5 umgestellt werden

$$\frac{d}{dt} \underline{i} = \mathbf{L}^{-1} \cdot \left(\underline{u} - \mathbf{R} \cdot \underline{i} - \frac{\partial}{\partial \gamma} \Psi_{PM} \cdot \frac{d\gamma}{dt} \right) = \mathbf{L}^{-1} \cdot \underline{u}' \quad (6-9)$$

Dabei ist

$$\mathbf{L}^{-1} = \frac{1}{L^3 + 2M^3 - 3LM} \cdot \begin{bmatrix} L^2 - M^2 & M^2 - LM & M^2 - LM \\ M^2 - LM & L^2 - M^2 & M^2 - LM \\ M^2 - LM & M^2 - LM & L^2 - M^2 \end{bmatrix} \quad (6-10)$$

$$= \begin{bmatrix} c_h & c_k & c_k \\ c_k & c_h & c_k \\ c_k & c_k & c_h \end{bmatrix}$$

mit

$$c_h = \frac{L^2 - M^2}{L^3 + 2M^3 - 3LM}$$

$$c_k = \frac{M^2 - LM}{L^3 + 2M^3 - 3LM} < 0 \text{ für } L > M \quad (6-11)$$

Durch einen Versuch werden die Parameter R , L und M ermittelt: Legt man bei stillstehender Maschine sprunghörmig eine Spannung z. B. an Strang a und lässt die anderen beiden Stränge unbeschaltet, können R und L aus dem Stromverlauf bestimmt werden (vgl. Gleichung 6-4).

$$u_a = R \cdot i_a + L \cdot \frac{di_a}{dt} \text{ mit } i_b = i_c = 0 \text{ und } \frac{\partial \Psi_{a,PM}}{\partial \gamma} \cdot \omega = 0 \quad (6-12)$$

Unter den gleichen Bedingungen ergibt sich M durch Messung des Spannungsverlaufs in Strang b oder Strang c (vgl. Gleichung 6-4):

$$u_b = u_c = M \cdot \frac{di_a}{dt} \quad (6-13)$$

Bei der Maschine mit herausgeführten Wicklungsenden kann die winkelabhängige Änderung des Strangflusses direkt messtechnisch ermittelt werden.

Unter der Voraussetzung, dass alle Wicklungen eines Stranges parallel geschaltet sind, gilt nach Gleichung 6-4 im Leerlauf mit $i_a = i_b = i_c = 0$:

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{d\Psi_a}{dt} = \frac{\partial\Psi_{a,PM}}{\partial\gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} = f_M(\gamma) \cdot \omega \\ u_b &= \frac{d\Psi_b}{dt} = \frac{\partial\Psi_{b,PM}}{\partial\gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} = f_M\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \omega \\ u_c &= \frac{d\Psi_c}{dt} = \frac{\partial\Psi_{c,PM}}{\partial\gamma} \cdot \frac{d\gamma}{dt} = f_M\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \omega \end{aligned} \quad (6-14)$$

Eine Alternative zur Bestimmung von $\partial\Psi_{str,PM}/\partial\gamma$ bietet die Messung des Drehmoments. Wie in Kapitel 5.2.1 gezeigt wurde, kann das Drehmoment der Maschine als Summe der Drehmomentbeiträge der drei einzelnen Stränge aufgefasst werden:

$$m_{el} = p \cdot \left(i_a \cdot \frac{d\Psi_{a,PM}}{d\gamma} + i_b \cdot \frac{d\Psi_{b,PM}}{d\gamma} + i_c \cdot \frac{d\Psi_{c,PM}}{d\gamma} \right) \quad (6-15)$$

Bei konstantem Strom in einem Strang ($i_{str} = const$) wird das Moment über eine elektrische Periode aufgezeichnet und liefert:

$$\begin{aligned} m_{el,a} &= p \cdot i_a \cdot \frac{d\Psi_{a,PM}}{d\gamma} = p \cdot i_a \cdot f_M(\gamma) \quad \text{mit } i_b = i_c = 0 \\ m_{el,b} &= p \cdot i_b \cdot \frac{d\Psi_{b,PM}}{d\gamma} = p \cdot i_b \cdot f_M\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{mit } i_a = i_c = 0 \\ m_{el,c} &= p \cdot i_c \cdot \frac{d\Psi_{c,PM}}{d\gamma} = p \cdot i_c \cdot f_M\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \quad \text{mit } i_a = i_b = 0 \end{aligned} \quad (6-16)$$

Die Funktion $f_M(\gamma - \varphi_{str})$ hat die in Bild 5-9 gezeigte Form, sie ist identisch zu der Kurve der Gegenspannung. Sie enthält im Wesentlichen eine Grundwelle und eine dritte Harmonische. Die Funktion $f_M(\gamma - \varphi_{str})$ wird im Simulationsmodell in Tabellenform abgelegt.

Kann die Sättigungsfreiheit der Maschine vorausgesetzt werden, gilt nun für das Drehmoment der Maschine:

$$m_{el} = p \cdot \left(i_a \cdot f_M(\gamma) + i_b \cdot f_M\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cdot f_M\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \quad (6-17)$$

Die mechanischen Gleichungen sind unabhängig vom Motormodell und bei beiden Varianten gleich. Aus den Gleichungen 6-9 und 6-17 lässt sich das Maschinenmodell in abc-Koordinaten nach Bild 6-4 entwickeln.

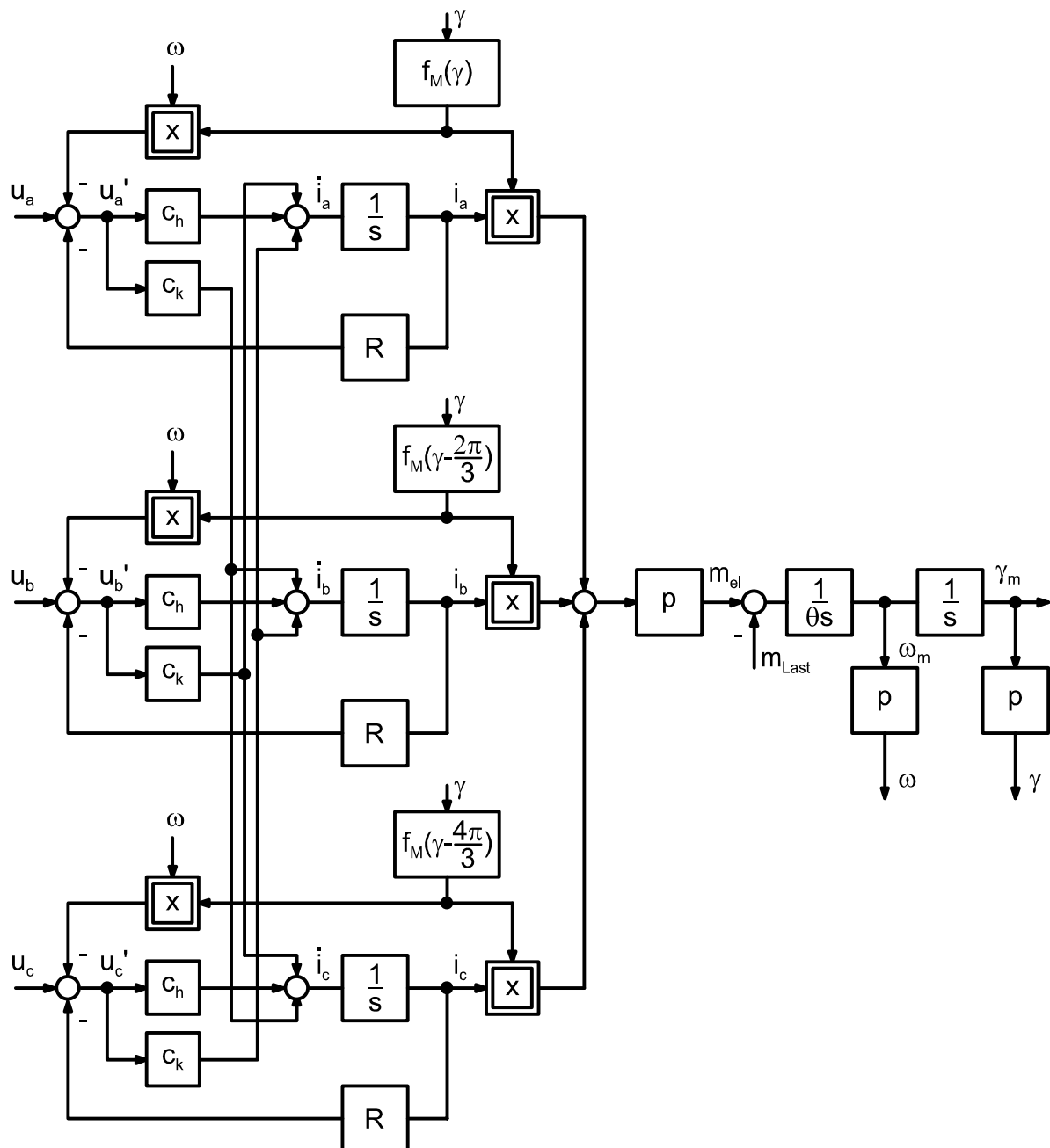


Bild 6-4. Maschinenmodell in abc-Koordinaten

In Bild 6-5 ist dieses Motormodell in die Simulationsumgebung eingebunden. Die Koordinatentransformation in und von den 0dq-Koordinaten entfällt für die Maschine im Grundwellenmodell. Als Stromregler ist hier der abc-Regler dargestellt. Alternativ kann auch der $0\alpha\beta$ -Regler verwendet werden. Der Drehmomentregler ist als überlagerter Regelkreis eingezeichnet. In der Simulation kann direkt das Drehmoment zurückgeführt werden. Die Berechnung des Moments aus den Strangströmen ist bereits im Motormodell implementiert.

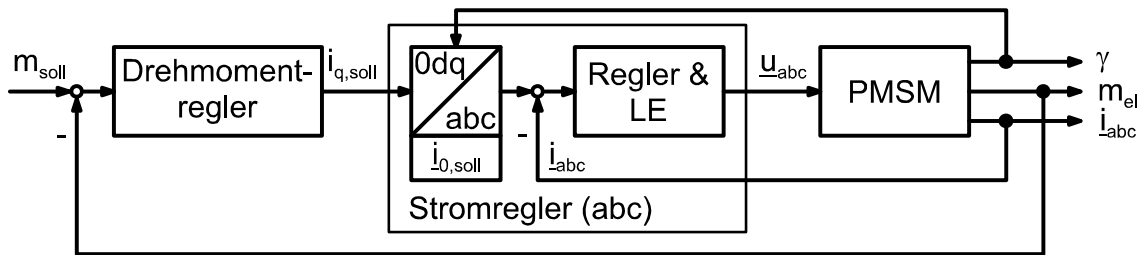


Bild 6-5. Simulationsumgebung: Strangmodell

7 Experimentelle Ergebnisse

Zur Überprüfung der Aussagen aus den Kapiteln 4 und 5 wurde ein Handkraftaktor in Form eines Laborprüfstands aufgebaut. Die Messungen zur Fehlererkennung und Fehlerlokalisierung wurden bereits in Kapitel 4.4 gezeigt, die experimentellen Ergebnisse zur Regelung des Handkraftaktors sind in diesem Kapitel zusammengestellt.

Zunächst wird der Versuchsaufbau beschrieben, anschließend werden die Messungen zur Welligkeit des Drehmoments am Lenkrad vorgestellt. Dabei wird sowohl der drei- als auch der zweisträngige Betrieb betrachtet, der Einfluss der Stromregelverfahren sowie der des Drehmomentreglers auf die Güte des Moments wird gezeigt. Die Gültigkeit der verwendeten Simulationsmodelle wird anhand von Messungen verifiziert. Schließlich wird die Gleichförmigkeit des Drehmoments am Lenkrad messtechnisch bestätigt. Abschließend wird als Ausblick eine redundante Ausführung des Handkraftaktors vorgeschlagen.

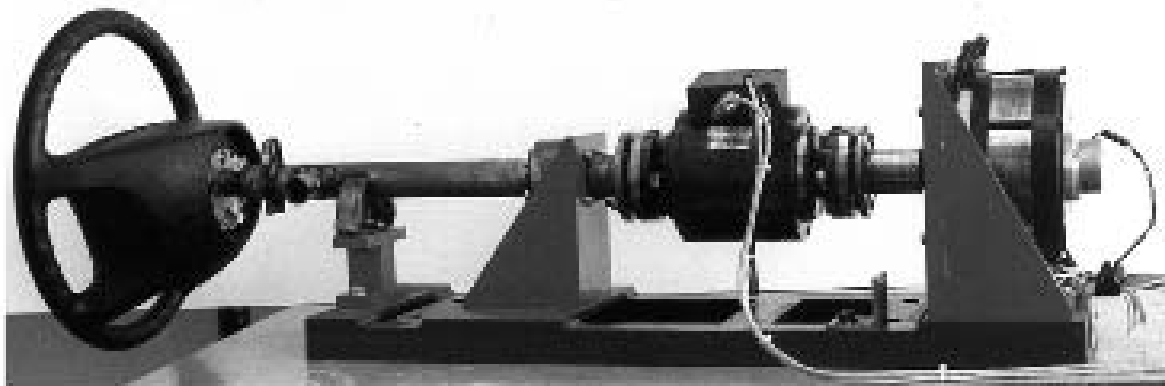


Bild 7-1. Versuchsaufbau (mechanischer Teil)

7.1 Beschreibung des Versuchsaufbaus

Die Hauptkomponenten des Versuchstandes nach Bild 7-2 sind der mechanische Aufbau (Bild 7-1), die Leistungselektronik und das μ -Controller-System als Informationsverarbeitungseinheit. Der Aufbau wurde für den universellen Einsatz unter Laborbedingungen entwickelt. Er ist daher nicht nach den Anforderungen der Automobilindustrie in punkto Bauraum, Gewicht und Kosten optimiert. Die Daten der verwendeten Maschinen finden sich im Anhang A.1.

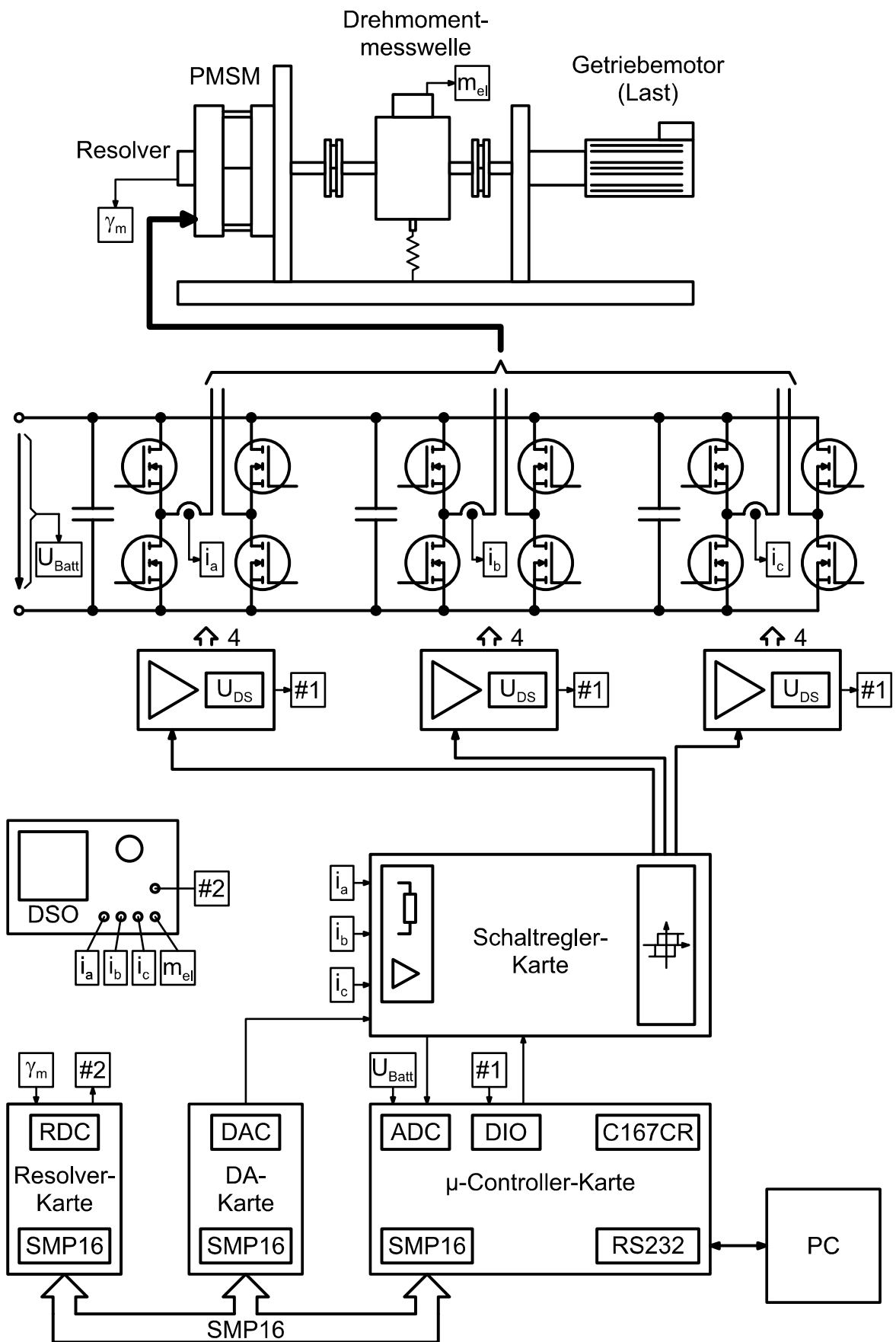


Bild 7-2. Versuchsaufbau des Handkraftfaktors

Mechanischer Aufbau

Die permanentmagneterregte Synchronmaschine des Handkraftaktors wird über eine Drehmomentmesswelle (Dr. Staiger Mohilo 0101.2 IT 10 W10N, Messbereich 10 Nm) mit einer Last gekoppelt (Motordaten im Anhang A.1). Verwendet wurde ein Getriebemotor, der es ermöglicht, den Rotor der PMSM langsam durchzudrehen, um das winkelabhängige Drehmoment aufzeichnen zu können. Der eingesetzte Kondensatormotor hält aufgrund der großen Übersetzung quasi lastunabhängig eine konstante Geschwindigkeit mit ca. 2 min^{-1} an der Abtriebswelle.

Für schnellere Drehbewegungen, die z. B. zur Messung der geschwindigkeitsabhängigen Kurzschlussströme nötig sind, wurde ein drehzahlvariabler Antrieb verwendet. Obwohl dieser Antrieb in den Versuchen nach Bild 7-6 und Bild 7-9 nicht die erforderliche Dynamik erreichen konnte, ist auch das in diesen Messungen gefundene, prinzipielle Verhalten aussagekräftig.

Statt der Lastmaschinen kann für eine subjektive Beurteilung des Lenkgefühls und für Demonstrationszwecke ein PKW-Lenkrad angebaut werden.

Die Maschinen sind über zwei drehsteife Kupplungen miteinander verbunden, sodass Winkel-, axiale und radiale Verlagerungen der Maschinenwellen ausgeglichen werden. Dafür ist die Drehmomentmesswelle fliegend gelagert und lediglich durch eine Feder gegen Mitdrehen gesichert.

Ein Resolver (Tamagawa, BRX Smartsyn, TS2640N321E64) erfasst die Rotorlage der permanentmagneterregten Synchronmaschine. Sein Gehäuse ist direkt an den Motor angeflanscht, und sein Läufer ist auf dem b-seitigen Wellenende der Maschine montiert.

Leistungselektronik

Die Leistungselektronik ist in Leiterplattentechnik aufgebaut und für das 42V-Bordnetz ausgelegt. Die drei einphasigen Vollbrücken bestehen aus diskreten MOSFETs vom Typ BUZ341 ($U_{DS} = 200 \text{ V}$, $R_{DS(on)} = 70 \text{ m}\Omega$). Die 200 V-Typen wurden hier gewählt, um die Leistungselektronik universell einsetzen zu können, für das 42V-Bordnetz wären 75V-Typen mit kleinerem $R_{DS(on)}$ ausreichend. Die MOSFETs werden mit Einzeltreibern angesteuert, in die auch die Überstromüberwachung nach Kapitel 4.2.1 integriert ist. Die Verriegelung von Low- und High-Side-Schaltern sowie die Einhaltung von Mindestein- und -ausschaltzeiten (einstellbar, wurde auf $5 \mu\text{s}$ eingestellt) sind auf der Schalt-

reglerkarte realisiert. Die Mindestschaltzeiten erlauben eine Begrenzung der maximalen Schaltfrequenz der Schaltregler. Für die reine Funktionsdarstellung ist es bei dem Versuchsaufbau zulässig, die Zwischenkreise der Vollbrücken miteinander zu verbinden. Damit genügt die Laborleistungselektronik aber nicht der sicherheitstechnischen Anforderung an die Unabhängigkeit der Stränge. Die Strangströme werden in dem Labormuster mit LEM-Wandlern gemessen.

Eine Auswerteschaltung fasst die Fehlersignale der Überstromüberwachung zusammen und überträgt die Fehlermeldung mit nur zwei Bit [#1]. Dabei wird zunächst die Nummer des defekten Strangs gesendet, anschließend wird die Nummer des MOSFET-Treibers, der das Fehlersignal gesetzt hat, abgefragt.

Informationsverarbeitungsblock: Rechnersystem

Das Rechnersystem besteht aus mehreren Einschubkarten, die durch einen Rückwandbus miteinander verbunden sind. Als Rückwandbus wurde ein Industrie-Bus SMP16 ausgewählt und modifiziert.

Kern des μ -Controller-Systems ist der 16-bit- μ -Controller C167CR von Infineon auf einem Standard-Evaluation-Board. Die Karte wurde um die SMP16-Schnittstelle und die notwendige Ein- und Ausgangsbeschaltung für die μ -Controller-Eingänge ergänzt.

Die Resolver-Karte (eigene Entwicklung, Wandler: DDC, RDC-19220) liefert die externe Referenzspannung für den Resolver, wertet dessen Signale aus und wandelt sie mit einer Auflösung von 12 Bit (Resolver to Digital Converter – RDC). Die Resolver-Karte besitzt ebenfalls die SMP16-Schnittstelle, über die die Daten an den μ -Controller übertragen werden. Zusätzlich dazu sind das MSB und das LSB des Wandlers herausgeführt und an der Frontplatte abgreifbar. Mit diesen Signalen [#2] kann ein digitales Speicheroszilloskop (DSO) für die Messung des Drehmoments über dem Drehwinkel gesteuert werden: Das MSB liefert bei jeder Umdrehung ein Triggersignal ($\gamma_m = 0$). Das LSB-Signal wird dazu genutzt, die AD-Wandler im Oszilloskop winkelsynchron anzustoßen und so über eine Rotorumdrehung 4096 Messwerte aufzunehmen.

Die industriell verfügbare DA-Wandler-Karte (Siemens, SMP16-TBG100/EAM245) mit SMP16-Schnittstelle verfügt über vier Ausgänge mit 12 Bit-Auflösung. Über die analogen Kanäle werden die Sollwerte und die Hysterese-Schwellen für die Schaltregler ausgegeben.

Für die Stromregelung in $0\alpha\beta$ - bzw. in abc-Koordinaten wurden zwei Schaltregler-Karten entwickelt, die wahlweise eingesetzt werden können. Da auf diesen Karten die Regelabweichung bestimmt wird, sind dort die Bürden und Filter für die Stromwandler platziert. Die Stromistwerte werden an die μ -Controller-Karte weitergeleitet und dort von den AD-Wandlern eingelesen. Über digitale Eingänge kann der Modus der Schalttabelle des $0\alpha\beta$ -Reglers angepasst werden.

Der einkanalige Aufbau des Rechnersystems im Labormuster widerspricht den sicherheitstechnischen Anforderungen nach Redundanz, die in Kapitel 3 an die Informationsverarbeitung gestellt wurden. Für die Darstellung des Funktionsprinzips ist die Redundanz jedoch nicht erforderlich.

7.2 Messung der Drehmomentwelligkeit

Die Drehmomentwelligkeit ist von der Rotorlage abhängig und eine periodische Funktion. Für deren Darstellung werden das abgegebene Moment der permanentmagneterregten Synchronmaschine und die Strangströme winkelsynchron aufgezeichnet. Betrachtet werden die relevanten Fehlerfälle Ausfall bzw. Unterbrechung eines Strangs, Wicklungskurzschluss und Kurzschluss eines Leistungshalbleiters. Der Fehler wurde bei allen Versuchen in Strang c aufgeschaltet.

Zunächst werden die Ergebnisse für den zweisträngigen Betrieb vorgestellt. Es wird gezeigt, dass trotz Anpassung der Strangströme eine deutliche Momentenwelligkeit entsprechend der in Kapitel 5 theoretisch hergeleiteten Form messbar ist. Der Vergleich mit den Simulationsmodellen macht deutlich, dass die Maschineneigenschaften im zweisträngigen Betrieb genauer betrachtet werden müssen. Obwohl das Drehmoment im zweisträngigen angepassten Betrieb noch nicht optimal gleichförmig ist, ist der Unterschied zu dem Fall, dass die Stromsollwerte in den intakten Strängen nicht an die veränderten Betriebsbedingungen angepasst werden, gravierend. In Kapitel 7.2.2 wird auf die Unterschiede der beiden vorgestellten Stromregler eingegangen. Sie liegen insbesondere in der Fähigkeit, Fehlerströme in der Maschine verarbeiten zu können. Das dritte Unterkapitel zeigt die Ergebnisse, die mit dem Drehmomentregler in Bezug auf die Gleichförmigkeit des Moments am Lenkrad zu erzielen sind.

7.2.1 Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb

Alle in diesem Unterkapitel vorgestellten Messungen basieren auf Versuchen mit dem abc-Regler. Bild 7-3 zeigt die Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb bei Unterbrechung von Strang c. Dargestellt sind die drei Strangströme und das Drehmoment über einer mechanischen Umdrehung, in der sich die elektrische Periode sechs Mal wiederholt.

Die Teilbilder a) und b) unterscheiden sich im Momentenniveau. Der Momentensollwert ist bei a) das Nennmoment mit 5 Nm und bei b) ein mittleres Moment mit 2,5 Nm. Hierbei wird der lineare Zusammenhang zwischen den Strangströmen und dem Moment sowie der Amplitude der Welligkeit veranschaulicht. Die Ströme der beiden funktionierenden Stränge sind sinusförmig aber nur um $\pi/3$ statt um $2\pi/3$ phasenverschoben. Ihre Amplitude ist um den Faktor $\sqrt{3}$ größer als im dreisträngigen Betrieb. Deutlich sind die zweite und vierte Harmonische im Drehmoment zu erkennen, die für die Speisung mit Grundwellenströmen auch in Tabelle 5-10 theoretisch hergeleitet wurden. Zweite und vierte Harmonische haben die gleiche Phasenlage, so dass die vierte Harmonische die Maxima der zweiten abwechselnd verstärkt bzw. abschwächt.

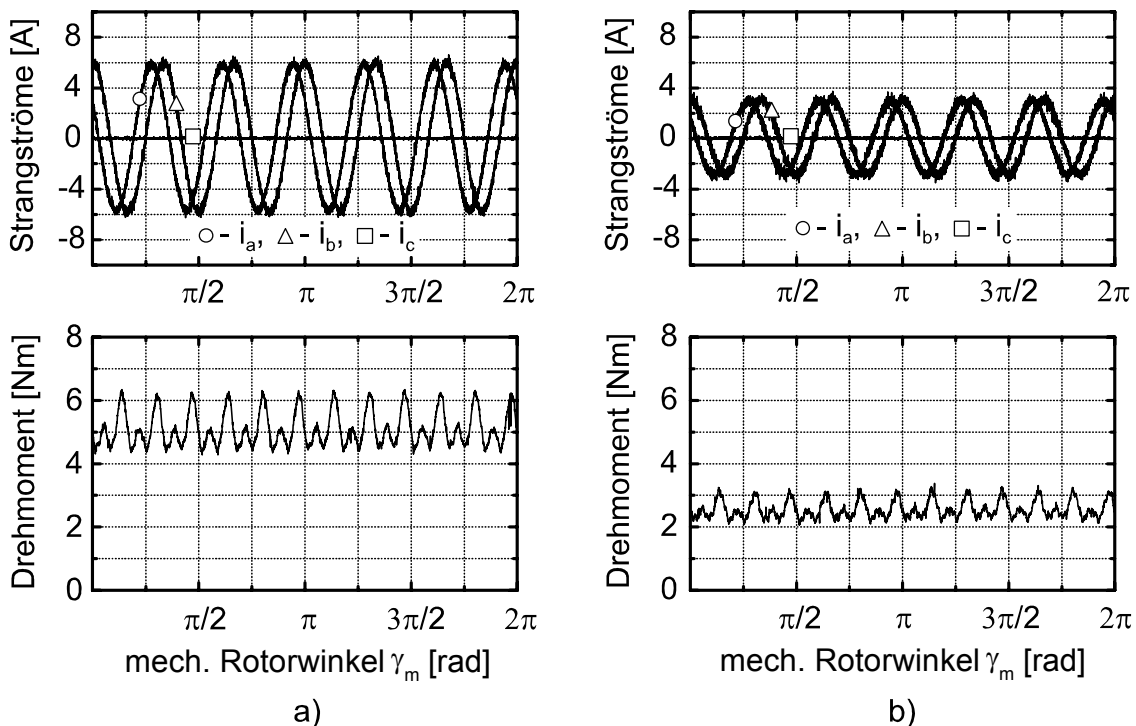


Bild 7-3. Messergebnisse: Unterbrechung, Welligkeit über Umfang (mechanisch) –
a) $m_{soll} = 5$ Nm, b) $m_{soll} = 2,5$ Nm

Im Vergleich zu den gemessenen Größen sind in Bild 7-4 die Ergebnisse aus der Simulation des gleichen Fehlers, der Unterbrechung von Strang c, dargestellt. Die Simulation mit dem Grundwellenmodell zeigt in Bild 7-4 a), dass Amplitude und Phasenlage der beiden verbleibenden Strangsströme richtig gewählt sind, um ein Sollmoment von 5 Nm darzustellen. Offensichtlich kann aber der Effekt der Momentenwelligkeit bei unsymmetrischer Speisung der Maschine von diesem Modell nicht dargestellt werden. Erst das Strangmodell liefert in Bild 7-4 b) Ergebnisse, die mit den Messungen übereinstimmen. Obwohl das Grundwellenmodell die Einflüsse der Harmonischen nicht beschreiben kann, eignet es sich trotzdem für die grundsätzliche Untersuchung des zweisträngigen Betriebs und für die Entwicklung von geeigneten Stromregelverfahren.

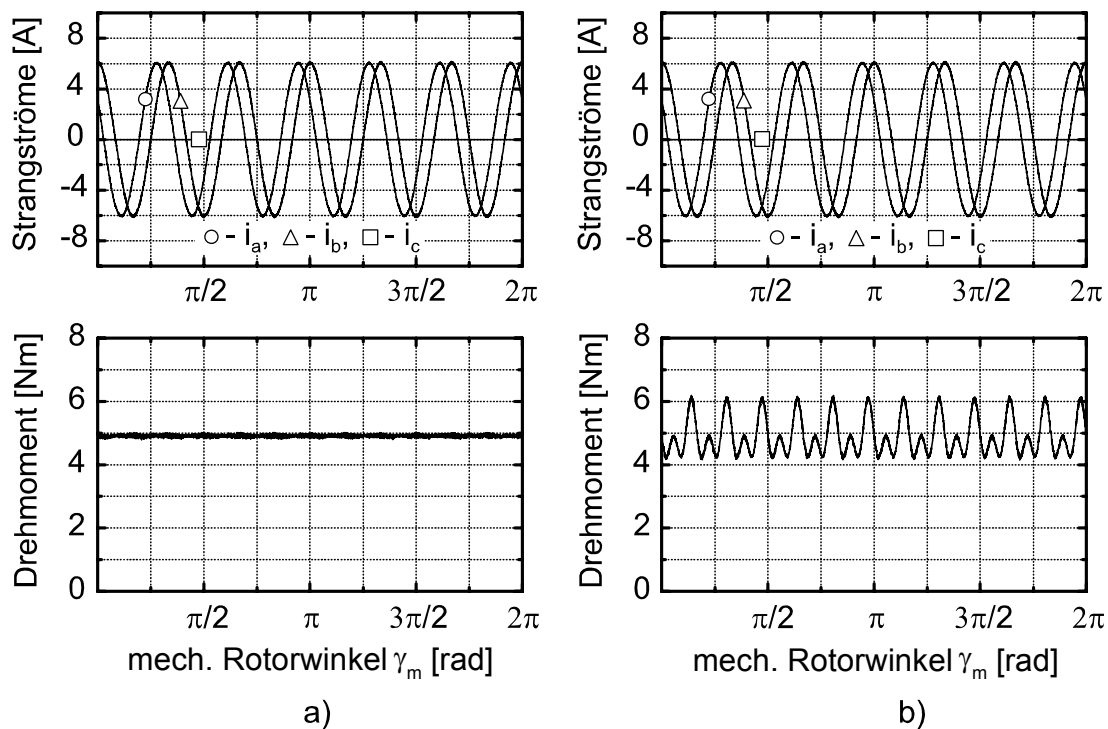


Bild 7-4. Simulationsergebnisse: Unterbrechung, Welligkeit über den Umfang (mechanisch) – a) Grundwellenmodell, b) Strangmodell

Welche Form das Drehmoment annehmen kann, wenn die Strangströme nicht auf den Fehlermodus angepasst werden, zeigt Bild 7-5. Beginnend mit diesem Bild wird zur besseren Darstellung von Details als Ausschnitt der Rotorumdrehung nur eine elektrische Periode aufgezeichnet. Der Momentensollwert ist jetzt immer 5 Nm.

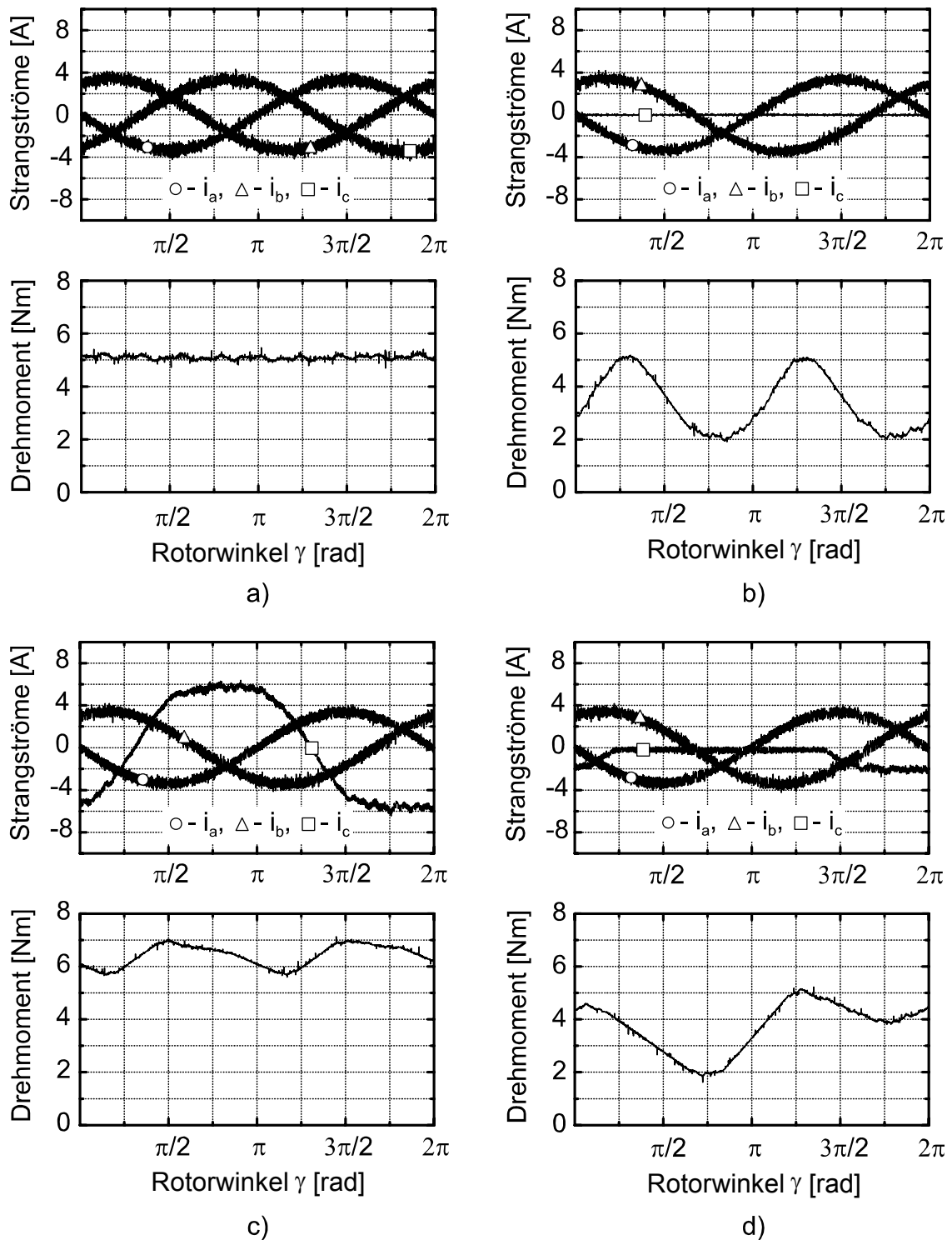


Bild 7-5. Messergebnisse: Drehmomentwelligkeit bei Fehler in einem Strang ohne Anpassung auf den zweisträngigen Betrieb – a) dreisträngiger Betrieb, b) Unterbrechung, c) Wicklungskurzschluss, d) Defekt des Leistungshalbleiters

Zum Vergleich ist zunächst in Bild 7-5 a) der dreisträngige Betrieb mit symmetrischer Speisung dargestellt. Die drei Strangströme sind jeweils um $2\pi/3$ phasenverschoben und um $\sqrt{3}$ kleiner als im zweisträngigen Betrieb. Daraus resultiert ein gleichförmiges Drehmoment über dem Rotorwinkel. Diese Gleichförmigkeit ist die Referenz, die der Drehmomentregler später erreichen soll.

Bei Unterbrechung von Strang c (Bild 7-5 b)) ohne Anpassung der verbleibenden Strangströme an den veränderten Betriebszustand erreicht das Drehmoment nur an den Rotorpositionen, an denen der Strangstrom i_c auch gleich null gewesen wäre, seinen Sollwert von 5 Nm. Es entstehen „Momententäler“, die durch das Fehlen des Stroms im dritten Strang zu begründen sind. Bild 7-5 c) zeigt die Verhältnisse bei Wicklungskurzschluss. In der kurzgeschlossenen Wicklung von Strang c fließt ein Kurzschlussstrom, der von der Gegenspannung getrieben wird. Seine Amplitude ist drehzahlabhängig. Seine Phasenlage entspricht der des Stroms, der im dreisträngigen Betrieb eingepreßt würde. Durch den Kurzschlussstrom werden die „Momententäler“ aufgefüllt und bei der hier dargestellten Amplitude des Kurzschlussstroms sogar überkompensiert. Etwas anders sieht es aus, wenn ein Leistungsschalter kurzgeschlossen ist (Bild 7-5 d)): Über den kurzgeschlossenen MOSFET und die parasitäre Diode des gegenüberliegenden MOSFETs in der gleichen Masche kann sich nur eine Halbschwingung des Kurzschlussstroms ausbilden. Damit kann auch nur eines der „Momententäler“ ausgeglichen werden. Dargestellt ist der Fehler in Strang c bei einer geringeren Drehzahl als im Fall zuvor.

Bei allen drei Fehlerbedingungen entsteht eine sehr große Momentenwelligkeit und auch das mittlere Drehmoment entspricht nicht dem Sollmoment. Es kann je nach Fehlerart und Betriebszustand deutlich kleiner als das geforderte sein oder auch das Sollmoment übersteigen.

7.2.2 Einfluss der Stromregler

Die beiden in Kapitel 5 vorgestellten Stromregler haben unterschiedliche Eigenschaften in Bezug auf ihre Fähigkeit, Kurzschlussströme kompensieren zu können. Bei den Strangstromreglern folgen die Strangströme direkt der Vorgabe der Stranggrößen entsprechend des Betriebsmodus. Diese Vorgaben sind im dreisträngigen Betrieb symmetrische Sinusgrößen, die um $2\pi/3$ gegeneinander verschoben sind. Sie werden im zweisträngigen Betrieb in Phasenlage und Amplitude entsprechend der Tabelle 5-2 (ohne Berücksichtigung eines Fehlerstroms) angepasst.

Bei den $0\alpha\beta$ -Reglern geschieht die für das Drehmoment relevante Vorgabe in der α - und β -Komponente. Die Aufteilung auf die Strangströme ergibt sich automatisch, da immer alle drei Strangströme – also auch Kurzschlussströme – in die Berechnung der Regelabweichung eingehen.

Bild 7-6 zeigt die Welligkeit, die bei Wicklungskurzschluss entsteht, wenn die Strangstromregler verwendet werden. Die proportionale Abhängigkeit des Kurzschlussstroms von der Drehzahl veranschaulicht der Vergleich von Bild 7-6 a) ($60^\circ/\text{s}$ am Lenkrad) mit Bild 7-6 b) ($120^\circ/\text{s}$ am Lenkrad). Die Strangströme in den Strängen a und b behalten die gleiche Form, die bereits aus der Unterbrechung bekannt sind. Der Kurzschlussstrom in Strang c liefert einen zusätzlichen Beitrag zum Drehmoment und verursacht damit eine Welligkeit mit der doppelten Frequenz seiner Grundwelle. Der sägezahnförmige Drehmomentverlauf bei $120^\circ/\text{s}$ Lenkradgeschwindigkeit ist auf Beschränkungen der Dynamik der Lastmaschine zurückzuführen. Die Kurvenform müsste der bei $60^\circ/\text{s}$ entsprechen.

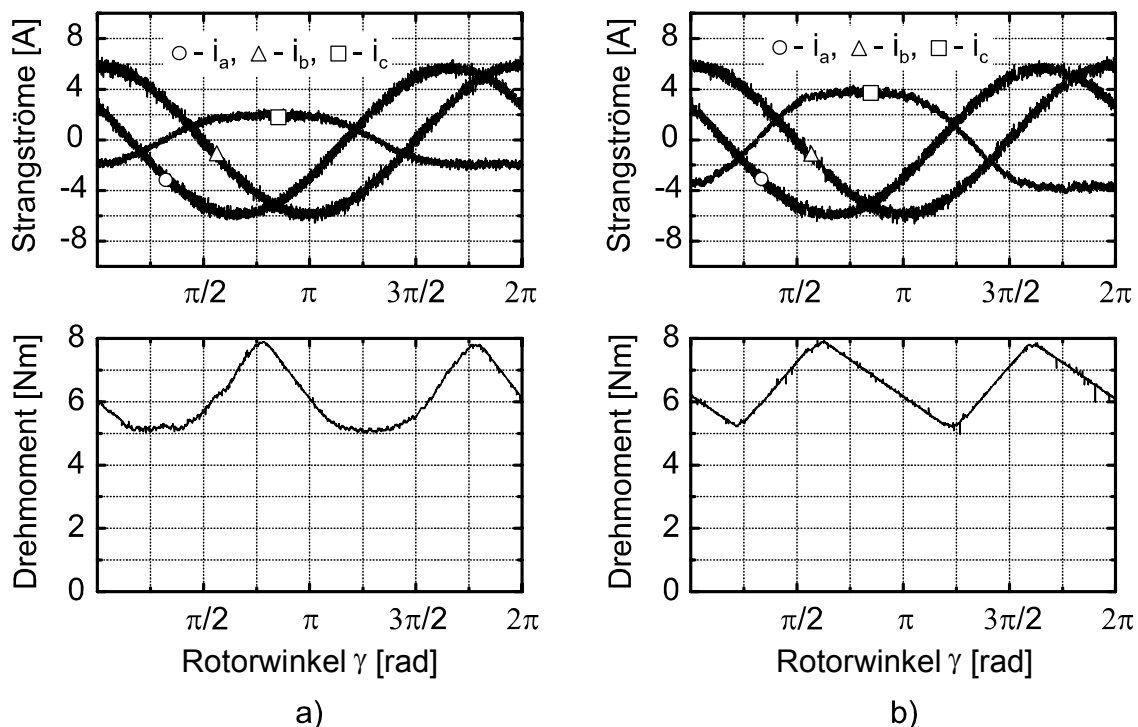


Bild 7-6. Messergebnisse: Wicklungskurzschluss mit Strangstromreglern bei unterschiedlichen Lenkgeschwindigkeiten – a) $60^\circ/\text{s}$, b) $120^\circ/\text{s}$

Bei der Regelung in den $\alpha\beta$ -Koordinaten entsteht eine deutlich geringere Momentenwelligkeit (Bild 7-7). Vielmehr werden automatisch die Amplituden der Strangströme a und b zurückgenommen, und auch deren Kurvenform weicht

hier von der idealen Sinusform ab. Allerdings entsteht auch hier Momentenwelligkeit mit der zweiten und vierten Harmonischen, die besonders bei kleineren Drehzahlen deutlich hervortritt.

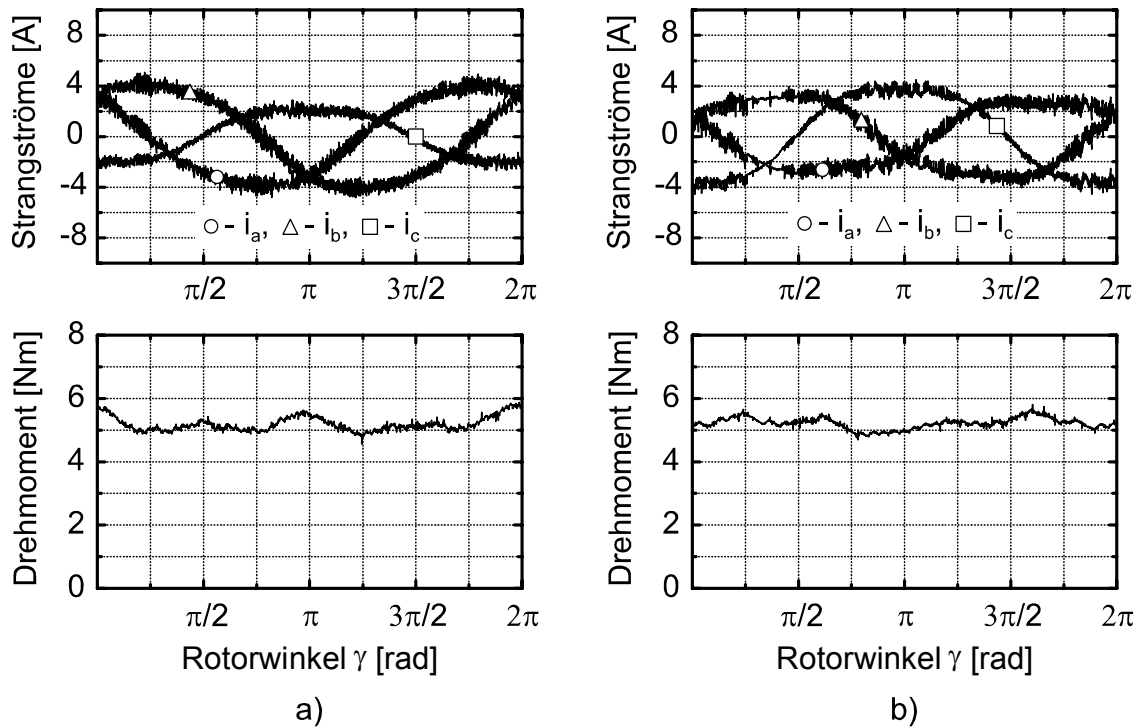


Bild 7-7. Messergebnisse: Wicklungskurzschluss mit $0\alpha\beta$ -Reglern bei unterschiedlichen Lenkgeschwindigkeiten – a) $60^\circ/\text{s}$, b) $120^\circ/\text{s}$

7.2.3 Einfluss des Drehmomentreglers

In den vorangegangenen Kapiteln wurde gezeigt, wie die Drehmomentwelligkeit in den verschiedenen Betriebs- und Fehlerfällen aussieht, und es wurde am Beispiel der $0\alpha\beta$ -Regler auch schon angedeutet, dass diese Welligkeit durch Anpassung der Strangströme verringert werden kann. Allerdings ist eine korrekte Anpassung ohne das Wissen über den Fehlerfall und den Fehlerstrom nicht möglich. Daher wurde in Kapitel 5 der Drehmomentregler eingeführt, der eine beliebige Welligkeit als Störgröße auffasst und ausregelt.

In den nächsten drei Bildern 7-8 bis 7-10 wird noch einmal die Drehmomentwelligkeit für die Fehlerfälle Unterbrechung, Wicklungskurzschluss und Kurzschluss eines Leistungshalbleiters dargestellt und jeweils mit dem Ergebnis mit dem Drehmomentregler verglichen.

Bild 7-8 zeigt wie Bild 7-3 die Unterbrechung, mit dem Unterschied, dass die Darstellung hier eine elektrische Periode herausgreift. Der Drehmomentregler

erreicht das Maß an Gleichförmigkeit des Moments wie der dreisträngige Betrieb und am Lenkrad ist kein Unterschied spürbar. Die Ströme der Stränge a und b werden allerdings vom Drehmomentregler durch eine dritte Stromharmo- nische „verbogen“.

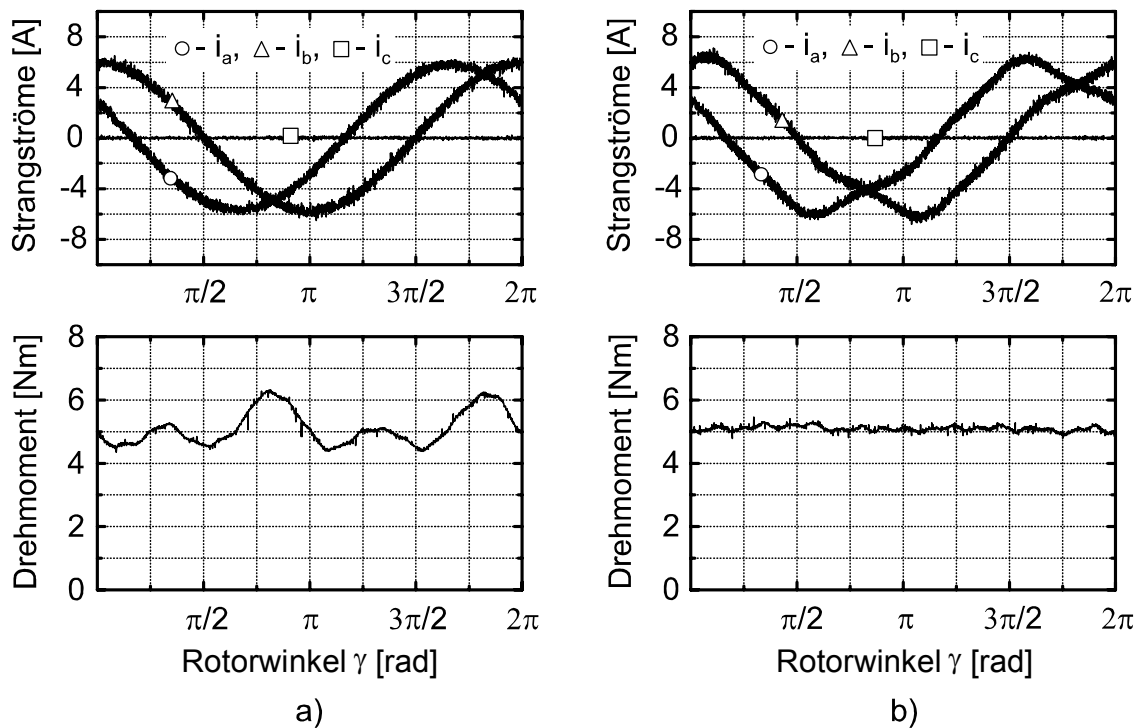


Bild 7-8. Messergebnisse: Unterbrechung – a) ohne Drehmomentregler, b) mit Drehmomentregler

Den Wicklungskurzschluss zeigt Bild 7-9. Hier erreicht der Kurzschlussstrom in Strang c bei einer Lenkradgeschwindigkeit von $180^\circ/s$ bereits die gleiche Größe wie die Ströme in den intakten Strängen (Bild 7-9 a)). Der Mittelwert des Drehmoments liegt damit deutlich über dem Sollwert. Die sägezahnförmige Kurvenform ist wieder auf die Dynamik des Aufbaus zurückzuführen. Der Drehmomentregler kann diesen Kurzschlussstrom gut kompensieren, der Momentensollwert kann eingehalten werden, die Welligkeit ist minimal (Bild 7-9 b)). Die Form der Strangströme weicht jetzt stark vom Sinus ab, die Grundschiwingung des Stroms ist nur noch zu erahnen. Nach Tabelle 5-2 muss dem Sinus in den beiden Strängen jeweils der Fehlerstrom überlagert werden, was die besondere Kurvenform erklärt.

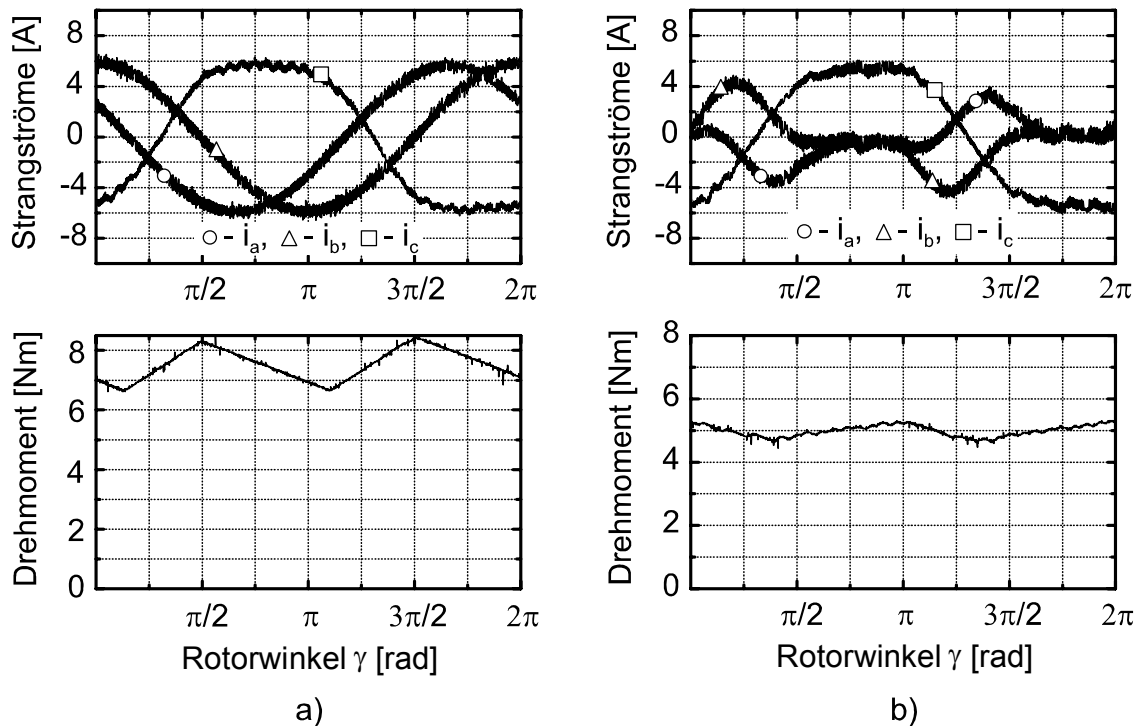


Bild 7-9. Messergebnisse: Wicklungskurzschluss bei 180°/s Lenkradgeschwindigkeit – a) ohne Drehmomentregler, b) mit Drehmomentregler

In diesem Beispiel stellt Strang c beim Maximum seines Kurzschlussstroms alleine das notwendige Handmoment, sodass die Stränge a und b keinen Beitrag liefern müssen (ungefähr im Bereich von $\gamma = \pi/3 - \pi$ und $5\pi/3 - 2\pi$). Wird die Rotordrehzahl und damit die Amplitude des Kurzschlussstroms weiter gesteigert, müssen die Stränge a und b bereits antreibendes Moment liefern, um das Bremsmoment von Strang c ausgleichen zu können. Die Fähigkeit, Kurzschlussströme kompensieren zu können, wird letztlich von der Bemessung des Wechselrichters abhängen. Kurzschlussströme bei den geforderten 1000°/s am Lenkrad sind mit diesem Antrieb nicht handhabbar. Hier muss auch durch Veränderung des magnetischen Kreises die Streuinduktivität der Maschine vergrößert werden, damit die Kurzschlussströme kleinere Werte annehmen. Konstruktiv kann dies durch tiefe, schmale Nuten und ggf. mit Streustegen versehene Zähne im Stator oder/und durch vergrabene Rotormagnete erreicht werden.

Den Kurzschluss eines Leistungshalbleiters zeigt Bild 7-10. Der Kurzschlussstrom kann, wie bereits besprochen, nur in einer Halbperiode fließen, ist aber wie auch beim Wicklungskurzschluss von der Drehzahl abhängig. Der Dreh-

momentregler eliminiert den Momentenbeitrag dieses Kurzschlussstroms. In dem Bereich, in dem der Strom in Strang c null ist, sehen die Kurven der Stränge a und b wie bei der Unterbrechung aus. Fließt der Kurzschlussstrom in der anderen Hälfte der Periode, gleichen die Strangströme von a und b denen bei Wicklungskurzschluss.

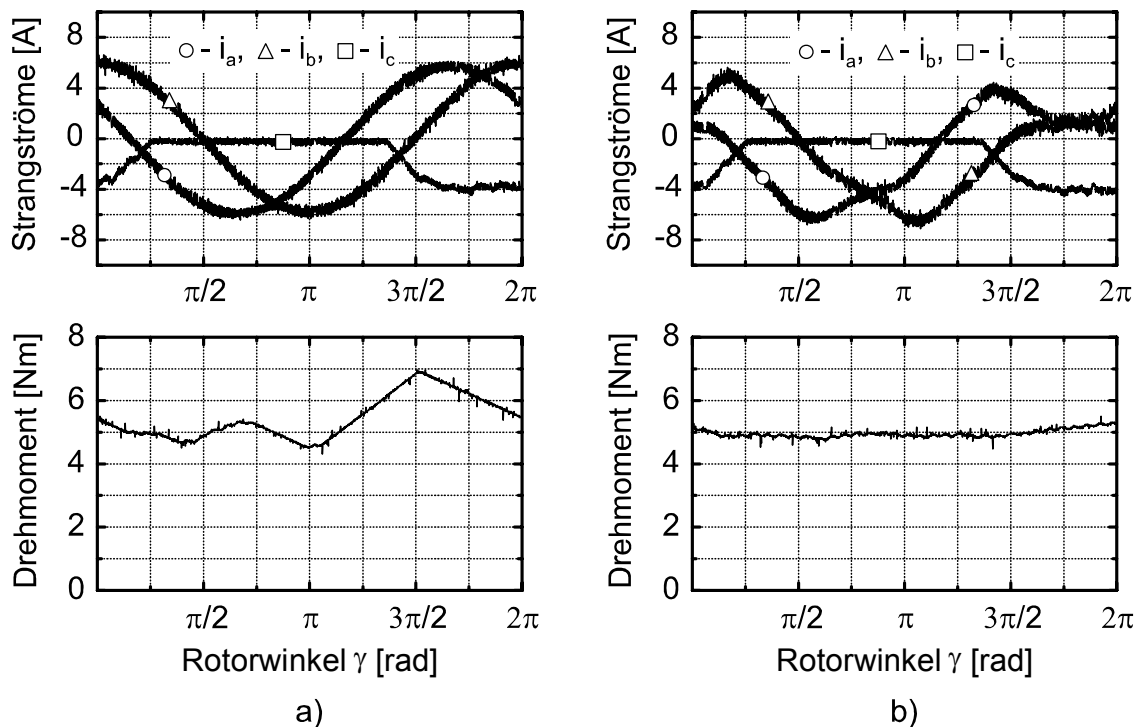


Bild 7-10. Messergebnisse: Defekt eines Leistungshalbleiters – a) ohne Drehmomentregler, b) mit Drehmomentregler

Der Drehmomentregler glättet in allen gemessenen Fehlerfällen die Welligkeit des Drehmoments. Es ist kein Vorwissen über Fehlerart oder Fehlerstrom notwendig. Alleine die gemessenen Strangströme werden zur Bestimmung des tatsächlichen Drehmoments benötigt. Diese Abhängigkeit von der Messung bedeutet aber auf der anderen Seite, dass der Momentenregler nicht mehr richtig funktionieren kann, wenn der Fehlerstrom einen Pfad am Strommessglied vorbei findet.

Der Drehmomentregler kann auch im dreisträngigen Betrieb aktiv sein, sodass bei Auftritt eines Fehlers keine Umschaltung der Struktur erforderlich ist. Im dreisträngigen Betrieb ist er dann ohne Wirkung, da keine Regelabweichung entsteht. Er ist für beide Varianten der Stromregler einsetzbar.

7.3 Erweiterung zum fehlertoleranten Handkraftfaktor

Der in Kapitel 7.1 vorgestellte Versuchsaufbau ist dazu geeignet, die in dieser Arbeit vorgeschlagenen Redundanzprinzipien für Maschine und Wechselrichter darzustellen und die Wirksamkeit der vorgestellten Regelverfahren messtechnisch nachzuweisen. Auf die Realisierung der redundanten Kanäle in der Informationsverarbeitung und in der Sensorik wurde hier verzichtet. Sie sind jedoch zwingend erforderlich, um die Anforderungen an die Fehlertoleranz des Handkraftfaktors zu erfüllen. Bild 7-11 skizziert dazu notwendige Ergänzungen, ohne den Anspruch auf Vollständigkeit zu haben. So wurde z. B. auf die Darstellung einer fehlertoleranten Leistungsversorgung, wie in Kapitel 3.2.3 vorgestellt, verzichtet. Weiterhin ist es notwendig, die Signale aus der Winkelsensorik und der Leistungselektronik getrennt zu den Informationsverarbeitungseinheiten (IVB) zu übertragen, damit nicht ein Fehler auf den Übertragungskanälen beide IVBs gleichermaßen beeinträchtigt.

Mechanischer Aufbau

Der Handkraftfaktor braucht im Gegensatz zum Versuchsaufbau keine Drehmomentmesswelle, die für die Aufzeichnung der Messungen benötigt wurde. Das Lenkrad ist direkt mit der permanentmagneterregten Synchronmaschine gekoppelt. Ein Resolver erfasst nach wie vor die mechanische Rotorlage γ_m , zusätzlich könnte der elektrische Rotorwinkel γ mit Hilfe von Hallsensoren detektiert werden. Damit wäre ein Notbetrieb mit Blockkommutierung – bei schlechterer Gleichförmigkeit des Drehmoments – möglich. Statt zusätzlicher Sensorik ist auch eine sensorlose Rotorlageerfassung mit Hilfe von Testsignalen [Sch96] eine interessante Alternative.

Leistungselektronik

Bei der Leistungselektronik müssen die drei Zwischenkreise voneinander getrennt sein. Jeder Vollbrücke ist nun zusätzlich zu den MOSFET-Treibern der Schaltregler zugeordnet. Dabei wurde das favorisierte Stromregelverfahren mit Schaltreglern im ständerfesten abc-Koordinatensystem nach Kapitel 5.1.6 zugrunde gelegt. Die Überstromüberwachung überträgt wie bei dem Versuchsaufbau die Fehlermeldungen über die Fehlersignale [#1]. Die Signalaufbereitung der gemessenen Stromistwerte $[i_a]$, $[i_b]$, $[i_c]$ erfolgt direkt bei den Schaltreglern, die aufbereiteten Größen $[i_{a\sim}]$, $[i_{b\sim}]$, $[i_{c\sim}]$ werden dann an die Informationsverarbeitungsblöcke IVB weitergeleitet.

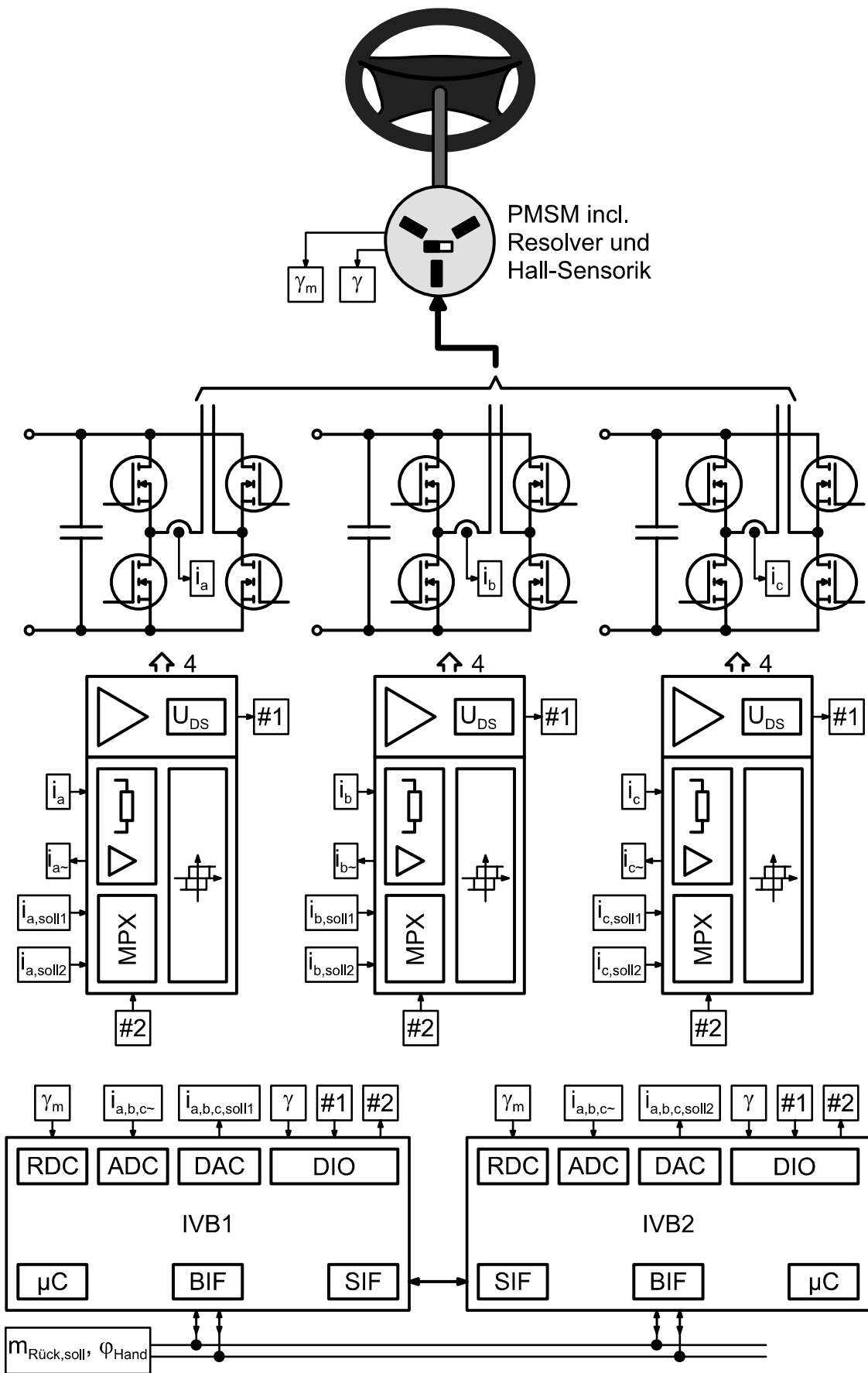


Bild 7-11. Vorschlag für eine redundante Ausführung des Handkraftfaktors

Der gültige Strangstromsollwert $[i_{a,b,c,soll1}]$ bzw. $[i_{a,b,c,soll2}]$ wird über einen Multiplexer MPX ausgewählt, der von beiden Informationsverarbeitungsblöcken angesteuert wird. Besitzen letztere Fail-Silent-Verhalten, ist z. B. folgende Auswahlregel möglich: Solange beide Blöcke einen gültigen Wert liefern, wird der Mittelwert aus den Sollwerten beider IVBs gebildet. Der gültige Kanal wird ausgewählt, sobald ein Rechnersystem ausfällt. Die Sollwerte werden gesperrt, sobald beide Rechnersysteme ausgefallen sind.

Informationsverarbeitungsblock: Rechnersystem

Der Informationsverarbeitungsblock wird aus zwei identischen Rechnersystemen aufgebaut, die fail-silent ausgelegt sein müssen, um die Forderung nach Fehlertoleranz erfüllen zu können: Ohne das definierte Ausfallverhalten wäre der fehlerhafte Kanal nicht identifizierbar und damit die Wahl des gültigen Berechnungsergebnisses bzw. Sollwerts nicht möglich.

Da beide Rechnersysteme die gleiche Funktionalität haben müssen, um sich gegenseitige Redundanz bieten zu können, müssen alle Ein- und Ausgangssignale bei beiden Rechnern zur Verfügung stehen. Neben den digitalen und analogen Schnittstellen des Versuchsaufbaus werden eine Schnittstelle zur Kommunikation zwischen den Rechnersystemen und eine weitere Schnittstelle zur Anbindung an den Lenkungsregler des Steer-by-Wire-Lenksystems benötigt. Zum Austausch von Statusinformationen und zum Abgleich von Berechnungsergebnissen kann z. B. eine serielle Schnittstelle SIF zwischen den Rechnersystemen verwendet werden. Für die Verbindung mit dem Lenkungsregler wird eine redundante Busschnittstelle BIF vorgeschlagen. Über diese Schnittstelle bekommt der Handkraftaktor den Sollwert für das Rückstellmoment $m_{Rück,soll}$ und sendet den Fahrerlenkwunsch φ_{Hand} .

Das Fail-Silent-Verhalten erfordert, dass sich die Rechnersysteme selbst überwachen. Dazu werden sowohl applikationsunabhängige Überwachungsfunktionen, die lediglich auf die verwendete Hardware abgestimmt werden müssen, als auch applikationsabhängige Überwachungsfunktionen, die immer auf die Anwendung zugeschnitten sind, genutzt.

Beispiele für applikationsunabhängige Überwachungen sind das Rücklesen der digitalen oder analogen Ausgänge, die Überprüfung der Eingangskanäle auf den gültigen Wertebereich oder aber CPU-Selbsttests, bei denen der Befehlssatz der CPU im laufenden Betrieb mit zyklisch ablaufenden Testprogrammen abgeprüft wird. Zu den applikationsabhängigen Überwachungsfunktionen gehören Plausi-

bilitätsüberprüfungen für Signale, Funktionalitäten oder Betriebszustände, Kontrollrechnungen oder modellbasierte Verfahren.

In den meisten Fällen liefern weder applikationsunabhängige noch applikationsabhängige Überwachungsfunktionen alleine den erforderlichen Fehleraufdeckungsgrad, sodass immer eine Kombination der verschiedenen Maßnahmen anzustreben ist.

8 Zusammenfassung und Ausblick

In der vorliegenden Arbeit wird ein fehlertolerantes Konzept für den Handkraftaktor eines Steer-by-Wire-Lenkensystems vorgestellt. Der Handkraftaktor bildet die Reaktionskräfte einer konventionellen Lenkung am Lenkrad nach. Er stellt damit die direkte Schnittstelle zum Fahrer dar, der sein Fahrzeug komfortabel und präzise steuern will. Daraus ergeben sich hohe Anforderungen an die Qualität dieses Antriebs, zumal sich das neuartige Lenksystem an den heute üblichen ausgereiften Servolenkungen messen lassen muss. Auf der anderen Seite gehört die Lenkung zweifelsfrei zu den sicherheitsrelevanten Anwendungen im Kraftfahrzeug, sodass auch auf diesem Gebiet besondere Anforderungen an den Handkraftaktor zu stellen sind. Drittens dürfen die Kosten im Automobil nicht vernachlässigt werden, sodass nur eine aufwandsarme Variante in Frage kommt.

Es wird ein Konzept vorgeschlagen, das diesen drei Punkten gerecht wird: Der Aktor wird mit nur einer elektrischen Drehfeldmaschine, einer permanentmagneterregten Synchronmaschine, aufgebaut, deren Stränge elektrisch entkoppelt sind und jeweils separat von einer einphasigen Vollbrücke gespeist werden. Diese Topologie erlaubt es, das gleiche Drehfeld in der Maschine mit nur zwei der drei Motorstränge zu erzeugen. Damit lässt sich bei vergleichsweise geringen Kosten die notwendige Fehlertoleranz darstellen.

Die relevanten Fehler im Antrieb sind Kurzschlüsse und Unterbrechungen der Leistungshalbleiter und der Wicklung, sowie Ausfälle von Treibern und Ansteuerungen. Auf Basis der Strommessung und der Kurzschlussüberwachung in den MOSFET-Treibern wird für diese Fehler eine Erkennung und Lokalisierung realisiert. Mit den voneinander unabhängigen Strängen vereinfacht sich die Fehlerreaktion dahingehend, dass der betroffene Strang immer abgeschaltet werden kann. Trotzdem liefert in manchen Fällen auch ein abgeschalteter Strang noch einen Beitrag zum Drehmoment genau dann, wenn eine Komponente des Strangs kurzgeschlossen ist und ein Kurzschlussstrom fließen kann. Aber selbst ohne Kurzschlussstrom wird das Drehmoment im zweisträngigen Betrieb aufgrund der Oberwellen des Läuferluftspaltfeldes der Maschine wellig.

Zur Beherrschung dieser Welligkeit, die das Lenkgefühl beeinträchtigt, wird der Stromregelung ein Drehmomentregler überlagert. Der Momentenistwert wird aus den gemessenen Strangströmen über ein Motormodell berechnet, das zu-

sätzlich zur Grundwelle auch die Harmonischen des Strombelags und der magnetischen Luftspaltinduktion des Läufers berücksichtigt. Der Drehmomentregler kann dann einfach als I-Regler nach den Regeln des Betragsoptimums ausgelegt werden.

Für die Stromregelung werden Verfahren benötigt, die sowohl den zweisträngigen als auch den dreisträngigen Betriebsfall beherrschen. Es werden zwei Varianten gegenübergestellt, die jeweils Schaltregler in ständerfesten Koordinatensystemen verwenden: Das erste Verfahren regelt die Ströme im $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem. Die Ausgänge der Schaltregler adressieren eine Tabelle, in der die Schaltbefehle für die Teilwechselrichter abgelegt sind. Der $0\alpha\beta$ -Regler passt sich an den ändernden Betriebsmodus durch Modifizierung seiner Schalttabellen an. Das zweite Verfahren regelt die Strangströme. Bei dem abc-Regler geschieht die Anpassung der Betriebsmodi über die Sollwertvorgabe. Die beiden Stromregler haben zwar unterschiedliche Eigenschaften, sind aber funktional gleichwertig. Bei dem $0\alpha\beta$ -Regler sind die Stränge über die Schalttabelle miteinander verkoppelt, was ihn anfällig gegen Fehler gemeinsamer Ursache (Common-Cause-Failures) macht. Die Strangregler haben diese Verkopplung prinzipbedingt nicht und sind damit aus Sicht der Sicherheit etwas im Vorteil.

Zur Überprüfung der theoretisch gewonnenen Ergebnisse ist ein Labormuster eines Handkraftaktors aufgebaut worden. Anhand von Messungen werden sowohl die entwickelten Fehlererkennungs- und Fehlerdiagnosemaßnahmen als auch die Regelverfahren überprüft. Die Messungen zeigen, dass Fehler in Maschine und Wechselrichter zuverlässig erkannt werden, bevor sich der Fehler fortpflanzen und weiteren Schaden verursachen kann. Mit Hilfe des dem Stromregler überlagerten Drehmomentreglers kann die geforderte Gleichförmigkeit des Drehmoments, die maßgeblich für das Lenkgefühl verantwortlich ist, bei allen Betriebsbedingungen erreicht werden.

Steer-by-Wire-Lenksysteme erscheinen heute technisch machbar und auch die gesetzlichen Vorschriften für ihre Zulassung werden entsprechend angepasst. Wesentliche Entwicklungsschwerpunkte bleiben die Sicherheit und die Zuverlässigkeit des Systems. Damit sind zusätzliche Kosten verbunden, die gegen den Mehrwert an Funktionalität aufzurechnen sind.

LITERATURVERZEICHNIS

- [Alt99] Altug, S.; Chow, M.-Y.; Trussell, H. J.: *Fuzzy Inference Systems Implemented on Neural Architectures for Motor Fault Detection and Diagnosis*. IEEE Trans. on Ind. Electronics (1999), Vol. 46, No. 6. pp. 1069 – 1079
- [Ans99] Anschütz, W.: *PECSIM Benutzerhandbuch, Version F02*. Programmbeschreibung, Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung, TU Darmstadt 1999.
- [Ben99] Benbouzid, M.: *Induction Motor's Faults Detection and Localization Using Stator Current Advanced Signal Processing Techniques*. IEEE Trans. on Power Electronics (1999) Vol. 14, No. 1. pp. 14 – 22
- [Chr96] Chrzan, P. J.; Szczesny, R.: *Fault Diagnosis of Voltage-fed Inverter for Induction Motor Drive*. Proc. ISIE'96, Warsaw 1996. pp. 1011 – 1016
- [Cor00] de R. Correa, M. B. et al.: *An Induction Motor Drive System with Improved Fault Tolerance*. Proc. IEEE IAS Conference 2000, Rome. pp. 2071 – 2077
- [Coz90] Coza, G. V.: *Untersuchung der Fehlertoleranz und Zuverlässigkeit eines Antiblockiersystems mit Antriebsschlupfregelung*. Diss. Technische Universität München 1990.
- [Cra93] Craig, E. et al.: *A Fault Detection Procedure for Single Phase Bridge Converters*. Proc. EPE'93, Brighton. pp. 466 – 471
- [Dil97] Dilger, E. et al.: *X-By-Wire: Design von verteilten, fehlertoleranten und sicherheitskritischen Anwendungen in modernen Kraftfahrzeugen*. Systemengineering in der Kfz-Entwicklung, VDI Berichte 1374, VDI Verlag, Düsseldorf, 1997. S. 427 – 442
- [Ech90] Echte, K.: *Fehlertoleranzverfahren*. Studienreihe Informatik. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag 1990.
- [Elc93] Elch-Heb, T./Hautier, J. P.: *Remedial Strategy for Inverter-Induction Machine System Faults using Two-Phase Operation*. Proc. EPE 1993, Brighton. pp. 151 – 156

- [Elc94] Elch-Heb, T./Fan, Y./Hautier, J. P.: *Reliability Improvement of Field-Oriented Controlled Three-Phase AC Drives by Means of Two-Phase Remedial Operation*. Proc. ICEM 1994, Paris. vol. 2, pp. 194 – 198
- [Fei00] Feick, S./Pandit, M.: *Aspects of Implementation for the Realization of a Mechatronic Steer-By-Wire System*. Proc. Mechatronic Systems 2000, Darmstadt: IFAC 2000. pp. 911 – 917
- [Fer95] Ferreira, C. A. et al.: *Design and Implementation of a Five-hp, Switched Reluctance, Fuel-Lube, Pump Motor Drive for a Gas Turbine Engine*. IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 1, 1995. pp. 55 – 61
- [Fet93] Fetz, J.: *Fehlertolerante Regelung eines Asynchron-Doppelantriebs für ein Elektrospeicherfahrzeug*. Diss. RWTH Aachen 1993. Aachener Beiträge des ISEA, Bd. 8
- [Fil97] Filippetti, F. et al.: *Integrated Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines Using Minimum Configuration Artificial Intelligence*. Proc. EPE'97, Trondheim, Norway. pp. 2.983 – 2.988
- [Fre01] Freitag, R. et al.: *Anforderungen an das Sicherheitskonzept von Lenksystemen mit Steer-by-Wire Funktionalität*. 10. Int. Tagung „Elektronik im Kraftfahrzeug“, Baden-Baden, VDI-Berichte 1646, VDI Verlag, Düsseldorf, 2001. S. 837 – 854
- [Hac97] Hackl, M./Kraemer, W.: *Verfahren zur Betätigung eines Steer-by-Wire-Lenkantriebs*. Offenlegungsschrift DE 197 54 258 A 1
- [Hay98] Haylock, J. A. et al.: *Operation of a fault tolerant PM drive for an aerospace fuel pump application*. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 145, No. 5, 1998. pp. 441 – 448
- [Hom98a] Hommel, M.: *Lenkradsteller für Steer-by-Wire-Anwendung in Kraftfahrzeugen*. Offenlegungsschrift DE 198 34 868 A 1
- [Hom98b] Hommel, M.: *Fehlertoleranter elektromechanischer steer-by-wire-Lenksteller*. Offenlegungsschrift DE 198 34 870 A 1
- [Ise96a] Isermann, R.: *Modellgestützte Überwachung und Fehlerdiagnose Technischer Systeme (Teil 1)*. atp – Automatisierungstechnische Praxis 38 (1996) H. 5, S. 9 – 20

- [Ise96b] Isermann, R.: *Modellgestützte Überwachung und Fehlerdiagnose Technischer Systeme (Teil 2)*. atp – Automatisierungstechnische Praxis 38 (1996) H. 6, S. 48 – 57
- [Ise01] Isermann, R.: *Fehlertolerante Komponenten für Drive-by-Wire Systeme*. 10. Int. Tagung „Elektronik im Kraftfahrzeug“, Baden-Baden, VDI-Berichte 1646, VDI Verlag, Düsseldorf, 2001. S. 739 – 765
- [Jac94] Jack, A. G./Mecrow, B. C.: *Safety Critical Drives for Aerospace Applications*. Proc. ICEM 1994, Paris. Vol. 1. pp. 91 – 96
- [Jac96] Jack, A. G./Mecrow, B. C./Haylock, J. A.: *A Comparative Study of Permanent Magnet and Switched Reluctance Motors for High-Performance Fault-Tolerant Applications*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1996) Vol. 32, No. 4. pp. 889 – 895
- [Jah80] Jahns, T. M.: *Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase-Drive Units*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1980) Vol. IA-16, No. 3. pp. 321 – 331.
- [Kaz91] Kazmierkowski, M. P./Dzieniakowski, M. A./Sulkowski, W.: *Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM-Inverters*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6 No. 1, Jan. 1991. pp. 158 – 165
- [Lit98] Litz, L.: *Grundlagen der sicherheitsgerichteten Automatisierungstechnik*. at – Automatisierungstechnik 46 (1998) H. 2. S. 56 – 68.
- [Liu93] Liu, T.-H./Fu, J.-R./Lipo, T. A.: *A Strategy for Improving Reliability of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1993) Vol. 29, No. 5. pp. 910 – 918
- [Mec96] Mecrow, B. C. et al.: *Fault-tolerant permanent magnet machine drives*. IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 143, No. 6, 1996. pp. 437 – 441
- [Mil93] Miller, T. J. E.: *Switched Reluctance Motors and Their Control*. Monographs in Electrical and Electronic Engineering 31. Oxford University Press 1993.
- [Mil95] Miller, T. J. E.: *Faults and Unbalance Forces in the Switched Reluctance Machine*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1995) Vol. 31, No. 2. pp. 319 – 328

- [Mos00a] Moseler, O.; Isermann, R.: *Application of Model-Based Fault Detection to a Brushless DC Motor*. IEEE Trans. on Ind. Electronics (2000), Vol. 47, No. 5. pp. 1015 – 1020
- [Mos00b] Moseler, O./Isermann, R.: *Fehlerfrüherkennung an mechatronischen Komponenten mit Mikrocontrollern am Beispiel eines Stellantriebs*. atp 42 (2000) Heft 8. S. 29 – 36
- [Mül94] Müller, G.: *Grundlagen elektrischer Maschinen*. Weinheim, New York, Basel, Cambridge, Tokyo: VCH, 1994.
- [Mül95] Müller, G.: *Theorie elektrischer Maschinen*. Weinheim, New York, Basel, Cambridge, Tokyo: VCH, 1995.
- [Peu98] Peugeot, R.; Courtine, S.; Rognon, J.-P.: *Fault Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1998) Vol. 34, No. 6. pp. 1318 – 1326
- [Ren92] Rentzsch, H.: *Elektromotoren*. Asea Brown Boveri Fachbuch. 4. Aufl. Turgi, Switzerland: ABB Drives AG 1992.
- [Ric90] Richter, E.: *Switched Reluctance Machines for High Performance Operations in Harsh Environment – A Review Paper*. Proc. ICEM 1990, Boston. Vol. 1, pp. 18 – 24
- [Ric94] Richter, E. et al.: *An Integrated Electrical Starter/Generator System for Gas Turbine Application, Design and Test Results*. Proc. ICEM 1994, Paris. Vol. 3, pp. 286 – 291
- [Sch94] Schoen, R.R. et al.: *An Unsupervised, On-Line System for Induction Motor Fault Detection using Stator Current Monitoring*. IEEE Ind. Appl. Meeting Vol. 1, 1994. pp. 103 – 109
- [Sch95a] Schultze, S.: *Fehlertolerantes Kommunikationssystem für hochdynamische Antriebsregelungen*. Diss. Technische Hochschule Darmstadt 1995.
- [Sch95b] Schröder, D.: *Elektrische Antriebe 2, Regelung von Antrieben*. Berlin, Heidelberg, New York: Springer-Verlag, 1995.
- [Sch96] Schroedl, M.: *Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method*. IEEE Industry Applications Conference IAS, Vol. 1, 1996. pp. 270 – 277

- [Spe90] Speé, R./Wallace, A. K.: *Remedial Strategies for Brushless DC Drive Failures*. IEEE Trans. on Ind. Appl. (1990) Vol. 26, No. 2. pp. 259 – 266
- [Ste91] Stephens, C. M.: *Fault Detection and Management System for Fault-Tolerant Switched Reluctance Motor Drives*. IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 27, No. 6, 1991. pp. 1098 – 1102
- [Sto00] Stölzl, S.: *Fehlertolerante Pedaleinheit für ein elektromechanisches Bremssystem (Brake-by-Wire)*. Diss. TU Darmstadt 2000. Fortschritt-Berichte VDI, Reihe 12, Nr. 426.
- [Szc96] Szczesny, R. et al.: *Knowledge-Base System Approach to Power Electronic Systems Fault Diagnosis*. Proc. ISIE'96, Warsaw 1996. pp. 1005 – 1010
- [Szc97] Szczesny, R.; Piquet, H.; Kurzynski, P.: *Fault Detection and Diagnosis in the Electric Drives*. Proc. EPE'97, Trondheim, Norway 1997. pp. 2.995 – 2.1000
- [XbW98] X-by-Wire Team: *X-By-Wire – Safety Related Fault Tolerant Systems in Vehicles. Final Report*. Brite EuRam III Project No. BE 95/1329. 1998.
- [Zha95] Zhang, L.; Aris, I. B., Hulley, L. N.: *A Knowledge-Based System for On-Line Fault Diagnosis of Power Inverter Circuits for AC Machine Drive*. Proc. EPE'95, Sevilla, Spain 1995. pp. 3.334 – 3.339
- [Zim97] Zimmer, M.: *Ankoppelschaltung zur Stromversorgung*. Offenlegungsschrift DE 197 57 113 A 1

Eigene Veröffentlichungen:

- [Kra99a] Krautstrunk, A./Mutschler, P.: *Fault Detection and Identification for a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Proc. PCIM'99, Nuremberg/Germany
- [Kra99b] Krautstrunk, A./Mutschler, P.: *Remedial Strategy for a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*. Proc. EPE'99, Lausanne/Switzerland

- [Kra00a] Krautstrunk, A./Uhler, R./Zimmer, M./Mutschler, P.: *Elektrisch Lenken: Handkraftaktor für steer-by-wire*. thema Forschung 1/2000. S. 104 – 113
- [Kra00b] Krautstrunk, A./Mutschler, P.: *Fault Tolerant Force Feedback Actuator for Steer-by-Wire*. Proc. Mechatronics2000, Darmstadt/Germany
- [Mut01] Mutschler, P./Krautstrunk, A.: *Fault Tolerant Actuator for Steer-by-Wire Application*. Proc. ICPE'01, Seoul, Korea. pp. 741 – 745

Gesetze, Normen, Vorschriften

- [70/311/EWG] *Richtlinie 70/311/EWG des Rates vom 8. Juni 1970 zur Angleichung der Rechtsvorschriften der Mitgliedstaaten über die Lenkanlagen von Kraftfahrzeugen und Kraftfahrzeuganhängern*. Amtsblatt Nr. L 133 vom 18/06/1970 S. 0010 - 0013
- [ECE-R79r1] *Uniform Provisions concerning the Approval of Vehicles with regard to Steering Equipment*. Regulation No. 79, Revision 1, 1990.
- [ECE-R79r2] *Uniform Provisions concerning the Approval of Vehicles with regard to Steering Equipment*. Regulation No. 79, Revision 2, 2005.
- [DIN VDE 31000 T2] *Allgemeine Leitsätze für das sicherheitsgerechte Gestalten technischer Erzeugnisse. Begriffe der Sicherheitstechnik. Grundbegriffe*. Beuth-Verlag, Berlin, 1996.
- [VDA 4.2] *Qualitätsmanagement in der Automobilindustrie. Sicherung der Qualität vor Serieneinsatz. System FMEA*. Verband der Automobilindustrie e. V. (VDA), Frankfurt, 1996.

Am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung der TU Darmstadt erstellte, nicht veröffentlichte Arbeiten:

- [Irt99] Irth, M.: *Untersuchung von Aktorkonzepten für Lenkwinkelsteller in sbw-Systemen*. Diplomarbeit Nr. 1278, TU Darmstadt 1999.

- [Kam97] Kamgaing, T.: *Aufbau eines Wechselrichters für den Handkraftaktor einer elektrischen Lenkung im Kfz*. Diplomarbeit Nr. 1240, TH Darmstadt 1997.
- [Kam99] Kaminski, B.: *Current control of a VSI in rotating reference frame*. Diplomarbeit Nr. 1272, TU Darmstadt 1999.
- [Kras99] Krasnodebski, A.: *Switching behaviour of a VSI with space vector based current controllers*. Diplomarbeit Nr. 1273, TU Darmstadt 1999.
- [Kuh98] Kuhn, J.: *Untersuchung eines Antriebs mit permanenterregtem Synchronmotor mit bifilarer Wicklung*. Diplomarbeit Nr. 1256, TU Darmstadt 1998.
- [Kuk99a] Kukula, F.: *Untersuchung der Drehmomentwelligkeit bei zwei-phasigem Notbetrieb einer dreiphasigen permanenterregten Synchronmaschine*. Studienarbeit Nr. 1271, TU Darmstadt 1999.
- [Kuk99b] Kukula, F.: *Konzeption eines Lithium-Batterie-gepufferten Hochleistungs-Bordnetzes*. Diplomarbeit Nr. 1276, TU Darmstadt 1999.
- [Mue99] Müller de Vries, I.: *Fehlererkennung bei sicherheitskritischen Anwendungen*. Diplomarbeit Nr. 1269. TU Darmstadt 1999.
- [Rei97] Reisinger, A.: *Erstellung einer Entwicklungsumgebung für ein Prototypensteuergerät zur Funktionsdarstellung von Stellantrieben*. Diplomarbeit Nr. 1239, TU Darmstadt 1997.
- [Web98] Weber, V.: *Untersuchung eines Raumzeiger-Stromregelverfahrens für eine permanenterregte Synchronmaschine*. Diplomarbeit Nr. 1247, TU Darmstadt 1998.

ANHANG

INHALTSVERZEICHNIS DES ANHANGS

A.1	Motordaten	120
A.1.1	Permanentmagneterregte Synchronmaschine	120
A.1.2	Lastmaschinen.....	121
A.2	Kurzbeschreibung PECSIM.....	122
A.3	Koordinatentransformation.....	123
A.3.1	Transformation $abc \leftrightarrow 0dq$	123
A.3.2	Transformation $0dq \rightarrow 0\alpha\beta$	124
A.3.3	Transformation $abc \rightarrow 0\alpha\beta$	124
A.4	Behandlung der Nullkomponente und Stromregelung bei Ausfall eines Strangs.....	125
A.5	Berücksichtigung der Drehmomentharmonischen	127
A.5.1	Beschreibung des Drehmoments als Fourierreihe	127
A.5.2	Drehmomentwelligkeit.....	129

A.1 Motordaten

A.1.1 Permanentmagneterregte Synchronmaschine

Typ Hathaway HT07002-X0X

Wicklungskonstanten

Bauspannung	38 V
Spitzenmoment	75,5 Nm
Spitzenstrom	92,9 A
Leerlaufdrehzahl	446 min ⁻¹
Polzahl	12
Strangwiderstand	0,409 Ω
Stranginduktivität	1,31 mH

Leistungsfähigkeit @ 20° C Umgebungstemperatur, 75° C Übertemperatur

Spannung	38 V
Leistung	257,4 W
Drehmoment	12,3 Nm
Drehzahl	200 min ⁻¹
Phasenstrom	16 A
Wirkungsgrad	65,5 %

Mechanische Daten

Motorlänge	111,0 mm
Motordurchmesser	196,9 mm
Wellendurchmesser	19 mm
Wellenlänge	205,7 mm
Masse	11,2 kg
Trägheitsmoment Rotor	0,00662 kgm ²

A.1.2 Lastmaschinen

Getriebemotor

Typ	Dunkermotor KD 62.0 x 80-4
Leistung	25 W
Nennspannung	230 V
Frequenz	50 Hz
Drehzahl	1200 min ⁻¹
Getriebeübersetzung	512:1

Drehzahlvariabler Antrieb

Typ	Universalmotor
Leistung	570 W
Nennspannung	230 V
Frequenz	50 Hz
Drehzahl	0 – 2700 min ⁻¹
Getriebeübersetzung	50:1

A.2 Kurzbeschreibung PECSIM

Das Programmpaket PECSIM (Power Electronic Circuit Simulation) wurde am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung der TU Darmstadt entwickelt. PECSIM bezeichnet sowohl die Sprache, in der das System beschrieben wird, als auch das gesamte Programmpaket. In der vorliegenden Arbeit wurde die Programmversion F02 verwendet [Ans99].

Mit PECSIM können sowohl elektrische Netzwerke, als auch Systeme, die durch lineare oder nichtlineare gewöhnliche Differentialgleichungen beschrieben werden können, simuliert werden.

Netzwerke können aus Spannungsquellen, Stromquellen, Kondensatoren, ohmschen Widerständen, Induktivitäten, Leistungshalbleitern und Schaltern bestehen.

Dabei sind die Leistungshalbleiter stark idealisiert dargestellt. Deshalb dient PECSIM in erster Linie dazu, das Verhalten einer Schaltung zu untersuchen und weniger dazu, das Schaltverhalten der Bauelemente zu beschreiben.

Das übrige System wird durch Funktionsblöcke und algebraische oder transzendente Gleichungen beschrieben.

Ein PECSIM-Programm besteht aus einer Anzahl von Anweisungen und Beschreibungen, die in verschiedenen Sektionen stehen.

1. Vereinbarung der benutzen Variablen
2. INITIAL-Sektion – Zuweisung von Konstanten, Anfangswerten und Anfangszuständen
3. NETWORK-Sektion – Beschreibung des Netzwerks
4. SYSTEM – Beschreibung des Systems
5. RUNCONTROLS – Angaben zum Simulationsverfahren
6. OUTRESULTS – Festlegung der Art der Ergebnisausgabe

Ein PECSIM-Programm wird übersetzt zu einem Simulator, einem lauffähigen Programm, der die eigentliche Simulation durchführt. Die Ausgabe der Simulationsergebnisse erfolgt in Datendateien. Eine weitere Bearbeitung der Daten z.B. zur Darstellung von Zeitverläufen am Bildschirm erfolgt durch geeignete Programme.

A.3 Koordinatentransformation

Die in dieser Arbeit benutzten Transformationen sind in diesem Anhang A.3 aufgeführt. Es wird immer die bezugsgrößen-invariante Form verwendet.

A.3.1 Transformation $abc \leftrightarrow 0dq$

Transformation vom ständerfesten abc -Koordinatensystem in das rotierende $0dq$ -Koordinatensystem:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_d \\ \mathbf{g}_q \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{abc,0dq}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{g}_a \\ \mathbf{g}_b \\ \mathbf{g}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-1})$$

mit

$$[\mathbf{T}_{abc,0dq}] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos \gamma & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin \gamma & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A-2})$$

Transformation vom rotierenden $0dq$ -Koordinatensystem in das ständerfeste abc -Koordinatensystem:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{g}_a \\ \mathbf{g}_b \\ \mathbf{g}_c \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{0dq,abc}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_d \\ \mathbf{g}_q \end{bmatrix} \quad (\text{A-3})$$

mit

$$[\mathbf{T}_{0dq,abc}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{A-4})$$

A.3.2 Transformation $0dq \rightarrow 0\alpha\beta$

Transformation vom rotierenden $0dq$ -Koordinatensystem in das ständerfeste $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_\alpha \\ \mathbf{g}_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{0dq,0\alpha\beta}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{g}_d \\ \mathbf{g}_q \end{bmatrix} \quad (\text{A-5})$$

mit

$$\mathbf{T}_{0dq,0\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \gamma & -\sin \gamma \\ 0 & \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (\text{A-6})$$

A.3.3 Transformation $abc \rightarrow 0\alpha\beta$

Transformation vom ständerfesten abc -Koordinatensystem in das ständerfeste $0\alpha\beta$ -Koordinatensystem:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_\alpha \\ \mathbf{g}_\beta \end{bmatrix} = [\mathbf{T}_{abc,0\alpha\beta}] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{g}_a \\ \mathbf{g}_b \\ \mathbf{g}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A-7})$$

mit

$$\mathbf{T}_{abc,0\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{A-8})$$

A.4 Behandlung der Nullkomponente und Stromregelung bei Ausfall eines Strangs

Die Stromsollwerte werden entsprechend der Steuerbedingungen

$$i_{d,soll} = 0$$

$$i_{q,soll} = \frac{1}{k_m} \cdot m_{soll} \quad (\text{A-9})$$

eingestellt. Bei Fehlern in einem Strang kann ein Fehlerstrom i_F fließen. Dann folgt aus den Gleichungen (A-3) und (A-4)

- **Für Fehler in Strang a:**

$$i_a = i_F = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i_0 - i_{q,soll} \cdot \sin \gamma$$

$$i_0 = \sqrt{2} \cdot (i_F + i_{q,soll} \sin \gamma)$$

$$i_b = i_F + i_{q,soll} \cdot \sin \gamma - i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$= i_F + 2 \cdot i_{q,soll} \cdot \cos \left(\frac{\gamma + \gamma - 2\pi/3}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{\gamma - \gamma + 2\pi/3}{2} \right)$$

$$= i_F + \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \cos \left(\gamma - \frac{\pi}{3} \right)$$

$$= i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{5\pi}{6} \right)$$

$$i_c = i_F + i_{q,soll} \sin \gamma - i_{q,soll} \sin \left(\gamma - \frac{4\pi}{3} \right)$$

$$= i_F + 2 \cdot i_{q,soll} \cdot \cos \left(\frac{\gamma + \gamma - 4\pi/3}{2} \right) \cdot \sin \left(\frac{\gamma - \gamma + 4\pi/3}{2} \right)$$

$$= i_F + \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \cos \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$= i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \left(\gamma - \frac{7\pi}{6} \right) \quad (\text{A-10})$$

- **Für Fehler in Strang b:**

$$i_b = i_F$$

$$i_0 = \sqrt{2} \cdot \left(i_F + i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \right)$$

$$i_a = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{11\pi}{6}\right)$$

$$i_c = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{9\pi}{6}\right) \tag{A-11}$$

- **Für Fehler in Strang c:**

$$i_c = i_F$$

$$i_0 = \sqrt{2} \cdot \left(i_F + i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right)$$

$$i_a = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{\pi}{6}\right)$$

$$i_b = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{3\pi}{6}\right) \tag{A-12}$$

A.5 Berücksichtigung der Drehmomentharmonischen

A.5.1 Beschreibung des Drehmoments als Fourierreihe

Nach Kapitel 5.2.1, Gleichung 5-27 ist das Drehmoment einer permanentmagneterregten Synchronmaschine bezogen auf ein Polpaar

$$\begin{aligned}
 m'_{el}(\gamma) &= l_e \cdot r^2 \int_0^{2\pi} a_s(\Gamma, \gamma) \cdot b_n(\Gamma, \gamma) d\Gamma \\
 &= l_e \cdot r^2 \int_0^{2\pi} \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sum_{k=1}^{\infty} c_{a,k} \cdot \sin(k \cdot (\Gamma - \varphi_{str})) \cdot \sum_{v=1}^{\infty} c_{b,v} \cdot \cos(v \cdot (\Gamma - \gamma)) d\Gamma
 \end{aligned} \tag{A-13}$$

Betrachtet man die einzelnen Produkte der trigonometrischen Funktionen, ergibt sich

$$\begin{aligned}
 &a_{s,k}(\Gamma, \gamma) \cdot b_{n,v}(\Gamma, \gamma) \\
 &= \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot c_{a,k} \cdot \sin(k \cdot (\Gamma - \varphi_{str})) \cdot c_{b,v} \cdot \cos(v \cdot (\Gamma - \gamma)) \\
 &= \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,v} \cdot \frac{1}{2} \cdot \left[\begin{aligned} &\sin((k-v) \cdot \Gamma - k \cdot \varphi_{str} + v \cdot \gamma) \\ &+ \sin((k+v) \cdot \Gamma - k \cdot \varphi_{str} - v \cdot \gamma) \end{aligned} \right]
 \end{aligned} \tag{A-14}$$

Für $(k \pm v) \neq 0$ liefert die Integration der einzelnen Summanden über den Umfang keinen Beitrag zum Drehmoment.

$$\begin{aligned}
 &\int_0^{2\pi} i_{str}(\gamma) \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,v} \cdot \frac{1}{2} \cdot \sin((k \mp v) \cdot \Gamma - k \cdot \varphi_{str} \pm v \cdot \gamma) d\Gamma \\
 &= \int_0^{2\pi} x \cdot \sin(j \cdot \Gamma - \theta) d\Gamma = 0
 \end{aligned} \tag{A-15}$$

Ist dagegen $v = k$, liefert die k-te Harmonische den Momentenbeitrag

$$\begin{aligned}
m'_{el,k}(\gamma) &= l_e \cdot r^2 \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) d\Gamma \\
&= l_e \cdot r^2 \cdot \left| \frac{1}{2} \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \cdot \Gamma \right|_0^{2\pi} \\
&= \pi \cdot l_e \cdot r^2 \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str}))
\end{aligned} \tag{A-16}$$

und das Gesamtmoment, bezogen auf ein Polpaar, ist

$$\begin{aligned}
m'_{el}(\gamma) &= \sum_{k=1}^{\infty} m'_{el,k}(\gamma) \\
&= \sum_{k=1}^{\infty} \pi \cdot l_e \cdot r^2 \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \\
&= \pi \cdot l_e \cdot r^2 \sum_{str=a,b,c} \sum_{k=1}^{\infty} i_{str}(\gamma) \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str}))
\end{aligned} \tag{A-17}$$

Das Moment der Maschine mit p Polpaaren ist p mal so groß

$$m_{el}(\gamma) = p \cdot \pi \cdot l_e \cdot r^2 \sum_{str=a,b,c} \sum_{k=1}^{\infty} i_{str}(\gamma) \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k} \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \tag{A-18}$$

A.5.2 Drehmomentwelligkeit

Mit den Ergebnissen aus Kapitel 5.2.1 gilt für das Drehmoment der eingesetzten Maschine

$$m_{el}(\gamma) = p \cdot \sum_{str=a,b,c} i_{str}(\gamma) \cdot \sum_{k=1,3} c_{f,k} \cdot \sin(k \cdot (\gamma - \varphi_{str})) \quad (\text{A-19})$$

mit $c_{f,k} = \pi \cdot l_e \cdot r^2 \cdot c_{a,k} \cdot c_{b,k}$ und $\varphi_a = 0$, $\varphi_b = 2\pi/3$, $\varphi_c = 4\pi/3$.

- **Drehmomentwelligkeit im dreisträngigen Betrieb**

Im dreisträngigen Betrieb werden die Stränge mit symmetrischen Strömen gespeist:

$$i_a = -i_{q,soll} \cdot \sin \gamma, \quad i_b = -i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right), \quad i_c = -i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{A-20})$$

Damit ist das Drehmoment:

$$\begin{aligned} m_{el}(\gamma) &= -p \cdot i_{q,soll} \cdot \sin \gamma \cdot [c_{f,1} \cdot \sin \gamma + c_{f,3} \cdot \sin 3\gamma] \\ &\quad - p \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \left[c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \\ &\quad - p \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \left[c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right] \\ m_{el}(\gamma) &= -p \cdot i_{q,soll} \\ &\quad \cdot \left[\begin{aligned} &c_{f,1} \cdot \sin \gamma \cdot \sin \gamma + c_{f,3} \cdot \sin \gamma \cdot \sin 3\gamma \\ &+ c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin 3\gamma \\ &+ c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin 3\gamma \end{aligned} \right] \quad (\text{A-21}) \end{aligned}$$

Mit der Beziehung

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2}(\cos(x-y) - \cos(x+y)) \quad (\text{A-22})$$

wird

$$m_{el}(\gamma) = -p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[\begin{array}{l} \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot (\cos(0) - \cos(2\gamma)) \\ + \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot (\cos(-2\gamma) - \cos(4\gamma)) \\ + \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos(0) - \cos\left(2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ + \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot \left(\cos\left(-2\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(4\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ + \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos(0) - \cos\left(2\gamma - \frac{8\pi}{3}\right) \right) \\ + \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot \left(\cos\left(-2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) - \cos\left(4\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{array} \right] \quad (\text{A-23})$$

durch Umsortierung der Summanden und mit der Beziehung

$$\cos x + \cos\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) = 0 \quad (\text{A-24})$$

wird

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot (\cos(0) + \cos(0) + \cos(0)) &= \frac{3}{2} c_{f,1} \\ \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos(2\gamma) + \cos\left(2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + \cos\left(2\gamma - \frac{8\pi}{3}\right) \right) &= 0 \\ \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot \left(\cos(-2\gamma) + \cos\left(-2\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(-2\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right) &= 0 \\ \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot \left(\cos(4\gamma) + \cos\left(4\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(4\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{A-25})$$

und damit das Drehmoment zu

$$m_{el}(\gamma) = -\frac{3}{2} \cdot p \cdot c_{f,1} \cdot i_{q,soll} \quad (\text{A-26})$$

• **Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb (Fehler in Strang a)**

Hat z. B. Strang a einen Fehler, wird der zweisträngige Betrieb (Kapitel 5.1) eingeleitet, und bei geeigneter Regelung sind die Strangströme laut Tabelle 5-2

$$i_a = i_F, \quad i_b = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{5\pi}{6}\right), \quad i_c = i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \quad (\text{A-27})$$

Damit ist das Drehmoment:

$$\begin{aligned} m_{el}(\gamma) &= p \cdot i_F \cdot [c_{f,1} \cdot \sin \gamma + c_{f,3} \cdot \sin 3\gamma] \\ &+ \left[\begin{aligned} &p \cdot \left[i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) \right] \\ &\cdot \left[c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \right] \end{aligned} \right] \\ &+ \left[\begin{aligned} &p \cdot \left[i_F - \sqrt{3} \cdot i_{q,soll} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \right] \\ &\cdot \left[c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(3 \cdot \left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \right] \end{aligned} \right] \\ m_{el} &= p \cdot i_F \cdot \left[\begin{aligned} &c_{f,1} \cdot \left(\sin \gamma + \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \\ &+ c_{f,3} \cdot (\sin 3\gamma + \sin 3\gamma + \sin 3\gamma) \end{aligned} \right] \\ &- \sqrt{3} \cdot p \cdot i_{q,soll} \quad (\text{A-28}) \\ &\cdot \left[\begin{aligned} &c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) \cdot \sin 3\gamma \\ &+ c_{f,1} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \cdot \sin\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right) + c_{f,3} \cdot \sin\left(\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \cdot \sin 3\gamma \end{aligned} \right] \end{aligned}$$

mit den Beziehungen

$$\sin x + \sin\left(x - \frac{2\pi}{3}\right) + \sin\left(x - \frac{4\pi}{3}\right) = 0 \quad (\text{A-29})$$

und

$$\sin x \sin y = \frac{1}{2}(\cos(x - y) - \cos(x + y)) \quad (\text{A-30})$$

wird

$$m_{el}(\gamma) = p \cdot i_F \cdot [3 \cdot c_{f,3} \sin 3\gamma] - \sqrt{3} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[\begin{array}{l} \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(2\gamma - \frac{9\pi}{6}\right) \right) \\ + \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot \left(\cos\left(-2\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) - \cos\left(4\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) \right) \\ + \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(2\gamma - \frac{15\pi}{6}\right) \right) \\ + \frac{1}{2} c_{f,3} \cdot \left(\cos\left(-2\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) - \cos\left(4\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \right) \end{array} \right] \quad (\text{A-31})$$

durch Umsortierung der Summanden und mit der Beziehung

$$\cos x + \cos y = 2 \cos \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2} \quad (\text{A-32})$$

wird

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right) &= \frac{\sqrt{3}}{2} c_{f,1} \\ -\frac{1}{2} c_{f,1} \cdot \left(\cos\left(2\gamma - \frac{9\pi}{6}\right) + \cos\left(2\gamma - \frac{15\pi}{6}\right) \right) &= -\frac{1}{2} c_{f,1} \cdot 2 \cos(2\gamma - 2\pi) \cdot \cos \frac{\pi}{2} = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\frac{1}{2}c_{f,3} \cdot \left(\cos\left(-2\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(-2\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \right) &= \frac{1}{2}c_{f,3} \cdot \left(2\cos(-2\gamma - \pi) \cdot \cos\frac{\pi}{6} \right) \\
&= \frac{\sqrt{3}}{2}c_{f,3} \cdot \cos(2\gamma + \pi) \\
-\frac{1}{2}c_{f,3} \cdot \left(\cos\left(4\gamma - \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(4\gamma - \frac{7\pi}{6}\right) \right) &= -\frac{1}{2}c_{f,3} \cdot \left(2\cos(4\gamma - \pi) \cdot \cos\frac{\pi}{6} \right) \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{2}c_{f,3} \cdot \sin(4\gamma - \pi)
\end{aligned} \tag{A-33}$$

und damit das Drehmoment zu

$$\begin{aligned}
m_{el}(\gamma) &= p \cdot i_F \cdot [3 \cdot c_{f,3} \cdot \sin 3\gamma] \\
&\quad - \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot [c_{f,1} + c_{f,3} \cdot \sin(2\gamma + \pi) - c_{f,3} \cdot \sin(4\gamma - \pi)]
\end{aligned} \tag{A-34}$$

- **Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb (Fehler in Strang b)**

Der analoge Rechengang liefert für Fehler in Strang b das Drehmoment:

$$\begin{aligned}
m_{el}(\gamma) &= p \cdot i_F \cdot [3 \cdot c_{f,3} \cdot \sin 3\gamma] \\
&\quad - \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[c_{f,1} + c_{f,3} \cdot \sin\left(2\gamma + \frac{5\pi}{3}\right) - c_{f,3} \cdot \sin\left(4\gamma - \frac{5\pi}{3}\right) \right]
\end{aligned} \tag{A-35}$$

- **Drehmomentwelligkeit im zweisträngigen Betrieb (Fehler in Strang c)**

Der analoge Rechengang liefert für Fehler in Strang c das Drehmoment:

$$\begin{aligned}
m_{el}(\gamma) &= p \cdot i_F \cdot [3 \cdot c_{f,3} \cdot \sin 3\gamma] \\
&\quad - \frac{3}{2} \cdot p \cdot i_{q,soll} \cdot \left[c_{f,1} + c_{f,3} \cdot \sin\left(2\gamma + \frac{\pi}{3}\right) - c_{f,3} \cdot \sin\left(4\gamma - \frac{\pi}{3}\right) \right]
\end{aligned} \tag{A-36}$$

LEBENS LAUF

Alexander Krautstrunk

Geburtsdatum/-ort 01.08.1967 in Münster/Westfalen

Familienstand verheiratet, 2 Kinder

Ausbildung und beruflicher Werdegang

09/1974 – 06/1978 Grundschule Allenbach

08/1978 – 06/1987 Jung-Stilling-Gymnasium Hilchenbach

10/1987 – 12/1988 Grundwehrdienst in Erndtebrück

10/1988 – 09/1994 Studium der Elektrotechnik an der TH Darmstadt,
Studienrichtung: Allgemeine Elektrotechnik

11/1994 – 05/1996 Wissenschaftlicher Mitarbeiter
Daimler-Benz AG, Forschungsinstitut Frankfurt

06/1996 – 01/2001 Wissenschaftlicher Mitarbeiter
Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung,
TU Darmstadt

seit 02/2001 Entwicklungsingenieur
ZF Lenksysteme GmbH, Schwäbisch Gmünd